316B形カラーバー・ドット信号発生器

本器はＮＴＳＣ方式によるカラー受像機およびカラーテレビ機器の調整や点検に必要な装置で，外部同期信号を必要とせず色回路調整用のカラーバー信号，Ｂ－Ｙ・Ｒ－Ｙ信号，コンバージェンス調整用のドット信号，格子信号などの映像信号がえられるほかテレビ・チャネル（１～12チャネルの内，任意のもの）に変調された高周波出力もえられるので，放送の有無にかゝわらずカラー受像機の調整が簡単にできます．

規　格

出力映像信号 正または負	開放端子で０～2.5V $_{p-p}$ 100Ω端子で０～1.0V $_{p-p}$ 飽和度　100％
④カラーバー信号	色配列順　白・黄・シアン・緑・マゼンタ・赤・青の明度順
⑥色度信号	輝度成分を除去した信号
⑧輝度信号	色度成分を除去した信号
㊁格子信号	水平１５本、垂直２０本
㊭ドット信号	３００点
高周波変調出力信号	１～12チャネルの内，任意の１チャネルの高周波変調出力が（プラグイン方式により）えられる 出力電圧　約１０mV
副搬送波出力信号	1.0V $_{p-p}$
寸法・重量	270(巾)×300(高さ)×400(奥行)・約１２kg

芝電の測定器

749形ベクトルスコープ

本器は，ＮＴＳＣ方式における複合カラー信号中の色度信号を測定するために設計されたもので，カラープレクサが正しく調整されているか，または完成されたカラーバー信号を取り扱っている伝送機器が正常な位相・振幅関係をたもっているかどうかを監視し，また敏速な測定を行うのに非常に便利な測定器であります．

なお本器は，一般のオシロスコープ装置で観測する場合と同様に水平掃引表示も可能ですから，特に正確な位相の測定を必要とする場合は零調整法により内部精密移相器で測定することができます．これにより微分位相，微分利得の測定も可能であります．

規　格

入力信号	ＮＴＳＣ方式による複合カラー信号（２信号），映像１V $_{p-p}$，同期 0.4V $_{p-p}$，75Ω不平衡
外部副搬送波入力	3.579545 Mc 副搬送波　２V $_{p-p}$以上
位相測定範囲	０～200°連続可変
位相確度	ベクトル表示において±2° 水平掃引表示(零調整法)において±1°
飽和度測定	２信号比較±３％
表示方式	ベクトル表示と水平掃引表示(期間1H)
較正信号	3.59 Mc
電源	AC100V　50c/sまたは60c/s 約350VA
寸法	500(巾)×250(高さ)×470(奥行)

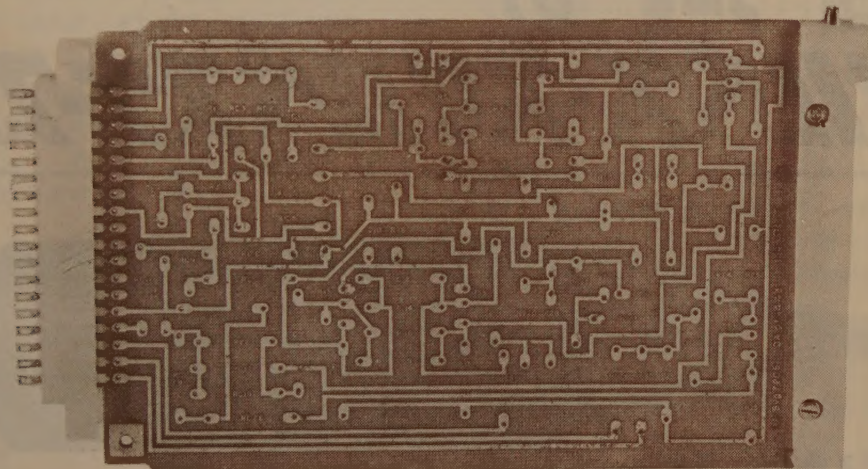
芝電気株式会社
芝電気測器株式会社

本社・工場　東京都世田谷区野沢町２丁目148　(421)　5111～5
八王子工場　八王子市大和田町１６４４　八王子(2)6121(代)
営業所　東京営業所・大阪営業所・福岡営業所

印刷回路用積層板

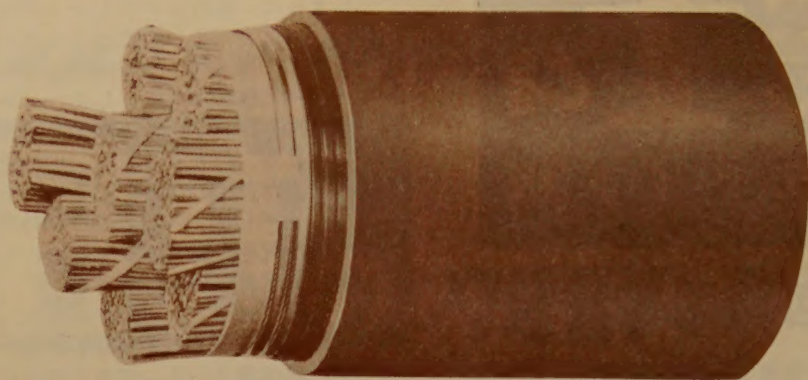
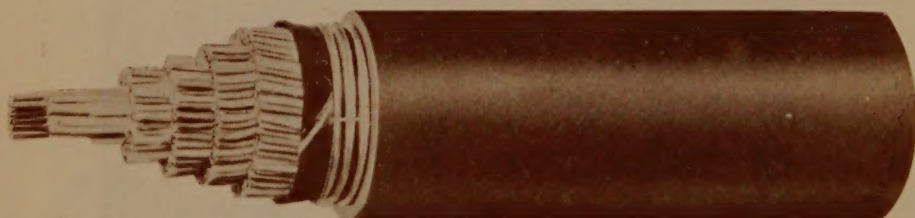
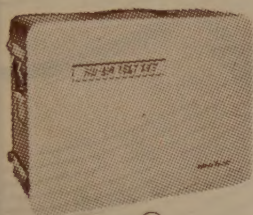
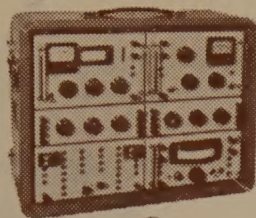
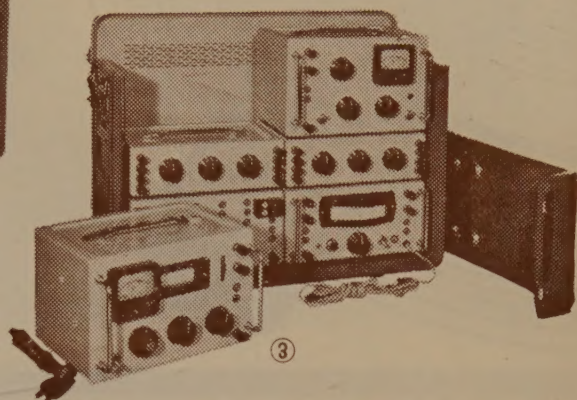
半導体素子の発達や一般回路部品の小形化に裏付けられて印刷回路方式がエレクトロニクスの花形になって来ました.

現在最も多く使用されているのは紙フェノール樹脂系のものですが，これは電子計算機，自動制御装置，その他通信機器用として使用するには幾多の問題を生ずる可能性があります．富士通信機では，その必要性から斯界で最高と評される印刷回路用積層板〝エステライト〟を開発しました．基材にテリレン（テトロン）を使用しこれにエポキシ変性ポリエステルとガラス布を配し，電気的・機械的性能に飛躍的向上をさせ，特に機械加工性としてコールドパンチ（常温で1.5 m/m厚のものが表面，端面，穴共完全に抜ける）出来ると云う一大特徴を持っています．また使用の際必ず起る半田ジャブによる熱ショックもガラス布の併用の効果がすばらしく剛性の大きい画期的なものにしております．諸特性は下表を御参照下さい.

機器に直結した材料の開発が，技術革新の最先端を行く電子工業に最も必要であることを思い，通信機メーカーである当社がこの基材を原材，樹脂，基材，銅箔に至るまで一貫して開発し，新しい独自の構想のもとに作り上げたものであり，現在当社のトランジスタ方式の全機種に実用化してその特長を遺憾なく発揮しています.

印刷回路基板の特性比較

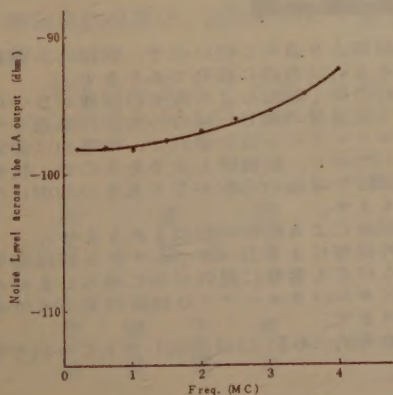
測定項目	測定条件	測定値		
		エステライト TAP-2	エステライト TGP-2	市販 フェノール系
銅箔との接着力	室温，90° 方向（kg/cm）	1.5	1.5	1.5
〃	150°C, 90° 方向（kg/cm）	0.5	0.7	0.8
半田浸セキ耐久性	235°±°C	5秒以内	10秒	10秒
煮沸絶縁抵抗	JIS による2時間（MΩ）	$>10^5$	$>10^5$	10^3
体積固有抵抗	30°C, 24時間浸水後（Ωcm）	10^{14}	5×10^{13}	10^{11}
表面固有抵抗	30°C, 24時間浸水後（Ω）	10^{13}	5×10^{12}	10^{10}
誘電正接	24時間浸水後 10^6c/s, 30°C	200×10^{-4}	250×10^{-4}	400×10^{-4}
誘電率	24時間浸水後 10^6c/s, 30°C	3.2	3.4	4.5

富士通信機製造株式會社

東京都千代田区丸の内3の2　電話（281）６２２１（大代表）

KW-31A 測定装置

①

②

③

本装置は写真①に示すような形態で各種通信回路または通信機器のレベル　損失　利得を測定するのに便利なように構成された測定器で　実験　試作用にまた保守　建設用に御使用戴けると思います

本装置の綜合特性は下記のようであります。

(1)　測定周波数範囲　　0.2Kc～500Kc
(2)　測定レベル範囲　　＋30db～－60db
(3)　利得損失測定範囲　75db
(4)　電　　　　源　　AC100V（御要求による）

本装置の構成は写真③のようになります

(1)　KW-111ACR 発振器（0.2Kc～500Kc）
(2)　KW-325Aレベル測定器（＋30db～－60db）
(3)　KW-610A 抵抗減衰器（75Ω 91db）
(4)　KW-609A　　〃　　（600Ω 91db）
(5)　KW-810A 切替盤
(6)　KW-811A　較正器

なお本装置には周波数並びにレベルの較正器を実装しており周波数は10^{-4}に　レベルは絶対レベルの0.2 db迄合すことができます。本装置の特長をのべますと下記のようになります

写真①に示すように

(1)　トランク形の形態をしており　小形であるため自動車にまたは汽車に積み込み可能でありますが特性は従来の移動架式測定装置に比し遜色がありません
(2)　各測定器を写真②の様に筐体より取出せば自己電源で単独使用が可能であります
(3)　従来の移動架式測定装置より低れんで約½であります
(4)　周波数較正器　レベル較正器も有しておりますので　どんな山間または外地等標準器のない所で測定使用しても安心して使用できます

日本電氣

230－01－1－3510

半導体技術の先端をゆく……

新電元の シリコン整流体

型名 S2A, S5B, S8B, S16B

弊社は伝統の半導体技術をもって国産技術によるシリコン整流体の開発に業界のトップを切ってこれに成功し，政府の補助金交付を受けました。

別表の各種製品はすべて量産化に移っており、最近においては RCA および WE 社との技術契約を締結製品の性能は益々向上し御好評を頂いております。

電　圧　表

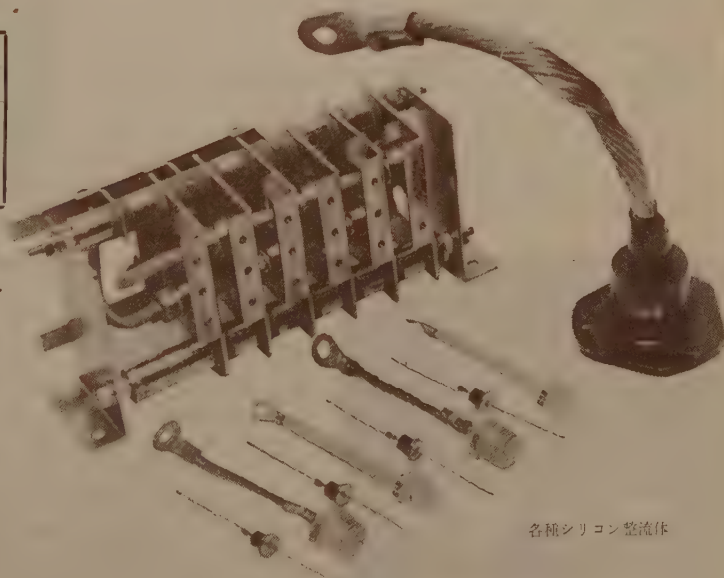
型名及び級				尖頭逆耐電圧 (P.I.V.)	最大交流入力電圧 (r.m.s.)	定格交流入力電圧 (r.m.s.)
—	—	—	S16B5	50	25	15
S2A10	S5B10	S8B10	S16B10	100	70	30
S2A20	S5B20	S8B20	S16B20	200	140	60
S2A30	S5B30	S8B30	S16B30	300	210	90
S2A40	S5B40	S8B40	S16B40	400	280	120
S2A50	S5B50	S8B50	S16B50	500	350	150
S2A60	S5B60	S8B60	S16B60	600	420	180
S2A80	S5B80	S8B80	S16B80	800	560	240
S2A100	S5B100	S8B100	S16B100	1,000	700	300
許容ジャンクション温度 −60～190°C						

電　流　表

型式	単相半波出力電流	
	自然空冷	強制風冷 (5 m/s)
S2A	1.5 A	
S5B	8 A	20 A
S8B	20 A	50 A
S16B	70 A	200 A

各種シリコン整流体

――営業品目――

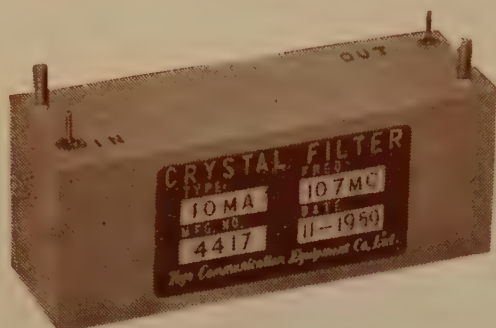
- セレン整流器
- ゲルマニウム整流器
- シリコン整流器
- 磁気増幅器
- 自動電圧調整器
- パワートランジスタ

新電元工業株式會社

本　社　東京都千代田区大手町　新大手町ビル　電話 (211) 2571 代表

大阪出張所　大阪市北区角田町　阪急航空ビル　電話 (36) 3294～3295

新製品

TTK

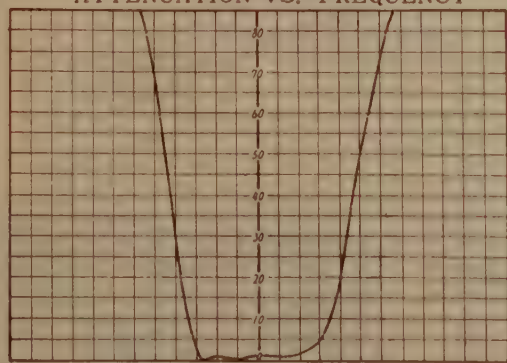
10.7MC SERIES
STANDARD CRYSTAL FILTERS

APPLICATIONS

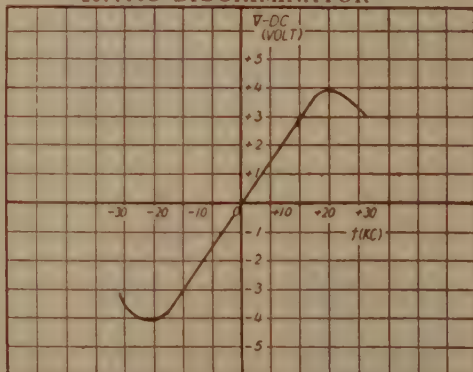
- AM. FM. SSB RECEIVERS
- DOPPLER RADAR SYSTEMS
- FSK SYSTEMS
- FIXED CHANNEL RECEIVERS
- SPECTRUM ANALYZERS

SYMMETRICAL BANDPASS

MODEL NO	CENTER FREQUENCY	BANDWIDTH 6 DB	BANDWIDTH 60 DB	INSERTION LOSS (MAX)	PASS BAND VARIATION (MAX)	IMPEDANCE OHMS (NOMINAL)	CASE SIZE L.W.H
10 MA	10.7 MC	30 KC	60 KC	6 DB	±1.5 DB	2,000	80×25×30mm
10 MB	〃	15 KC	30 KC	〃	〃	1,000	〃
10 ME	〃	6 KC	15 KC	〃	±1 DB	500	〃
10 MF	〃	3.5 KC	10 KC	〃	〃	300	〃
10 MH	〃	0.5 KC	2 KC	〃	〃	2,000	〃

CRYSTAL DISCRIMINATOR

MODEL NO	CENTER FREQ	BAND WIDTH	IMPEDANCE OHMS	CASE SIZE L.W.H.
10M-DC	10.7MC	50KC PEAK TO PEAK	INPUT 10K OUTPUT 500K	25×20×25mm

FREQUENCY IN KC FROM 10.7MC CENTER FREQUENCY

MODEL 10M-DC
10.7MC DISCRIMINATOR

FREQUENCY IN KC FROM 10.7MC CENTER FREQUENCY

同一外形互換性を考えた 10.7 MC 系列既設計、高信頼性の高周波水晶沪波器を御推奨いたします。

尚、特に新規設計にも応じますから何卒御用命の程御待ち申上げて居ります。

東洋通信機株式會社

本社及工場　神奈川県川崎市塚越3丁目484番地（電話）川崎(2) 3771～3779，2766
東京事務所　東京都千代田区霞ヶ関3丁目3番地鋼鈑ビル内(電話)東京(591)1973，1974
大阪営業所　大阪市西区土佐堀船町2 3番地大阪商工ビル内（電話）土佐堀（44）4332
福岡営業所　福岡市下土居町3番地住友ビル内（電話）福岡(3) 2501

TV用
2信号
信号発生器

MSG-261　標準ＴＶ信号発生器

本器はＴＶ受像機試験法の規格に準じて製作された信号発生器で，ＴＶ生産工場において受像機の総合試験および研究・調整に適し、映像および音声搬送波の周波数確度は各0.002％以内で、映像搬送波はビデオ周波数帯にて85％の変調が可能である。

性　能

(1)映像搬送波信号発生部

項目	性能
搬送波周波数	第１～第12チャンネル中の連続３チャンネル

チャンネル	周波数	チャンネル	周波数
1	91.25Mc	4	171.25Mc
2	97.25Mc	5	177.25Mc
3	103.25Mc	6	183.25Mc
7	189.25Mc	10	205.25Mc
8	193.25Mc	11	211.25Mc
9	199.25Mc	12	217.25Mc

項目	性能
周波数確度	± 0.002％以内
出力電圧範囲	開放端にて 114dB～0dB
出力電圧確度	±1dB以内
出力インピーダンス	75Ω　VSWR 1.2以下
変調方式	振巾負変調　内部，外部　0～85％
内部変調周波数	400〰，±5％以内
外部変調周波数特性	基準変調特性に対し　0.1Mc ±1dB，1Mc +1dB，−1.5dB　4Mc +1dB，−3dB
波形歪	60〰 矩形波に対しサグ 5％以下
非直線歪	85％変調にて 5％以下
外部変調入力レベル	75Ω 1.4Vp-p 以下で 85％変調可能
ＳＮ比	50％変調にて 50dB以上

(2)音声搬送波信号発生部

項目	性能
搬送波周波数	第１～第12チャンネル中の連続３チャンネル

チャンネル	周波数	チャンネル	周波数
1	95.75Mc	4	175.75Mc
2	101.75Mc	5	181.75Mc
3	107.75Mc	6	187.75Mc
7	193.75Mc	10	209.75Mc
8	197.75Mc	11	215.75Mc
9	203.75Mc	12	221.75Mc

項目	性能
周波数確度	± 0.002％
出力電圧範囲	開放端にて 114dB～0dB
出力電圧確度	±1dB以内
出力インピーダンス	75Ω　VSWR 1.2以下
変調方式	ＦＭ（内外），ＡＭ（内）単独および同時変調，75μs プリエンファシス
内部変調周波数	ＦＭ 400〰 ±5％以内　ＡＭ 1000〰 ±5％以内
変調度	ＦＭ 25kc（100％）　ＡＭ 30％
外部変調特性	ＦＭ 30〰～15kc，±1dB以内
外部変調入力レベル	600Ω 5V以下にて，ＦＭ 100％変調可能
変調歪	ＦＭ 100％変調にて 2％以下　ＡＭ 30％変調にて 5％以下
ＳＮ比	ＦＭ 100％変調にて 50dB以上　ＡＭ 30％変調にて 50dB以上

(3)電源入力　100V　50/60〰　3A

目黒電波測器株式会社
（国電エビス駅より東急バス五本木下車）

東京都目黒区上目黒五丁目二六五八番地　電話（712）1166（代）～9・1160

Kowa 高圧電源

オッシロスコープに
放射線測定器に
静電塗装装置に
放送機器に

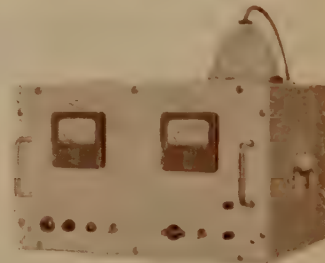
高周波発振を用いた高圧電源です

電源装置	①小型、軽量で長時間の連続運転可能 ②制御ボリュームにより広範囲に高圧可変可能 ③直読メーター付きですので御使用の際便利です
高圧ユニット	①小型、軽量でプラグインタイプです ②高圧制御端子が別に出ていますので、出力電圧の制御と安定が容易

高圧電源装置

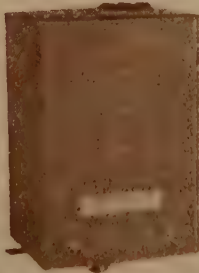
出力

HVS－200型	10000V－20000V	1mA
HVS－300型	15000V－30000V	1mA
HVS－500型	25000V－50000V	1mA
HVS－1000型	50000V－100000V	1mA

入力 各種 AC 100V

高圧ユニット

出力

HV－15型	500V－2000V	1mA
HV－30型	1000V－4000V	1mA
HV－100型	1000V－12000V	1mA
HV－100A型	1000V－10000V	1mA
HV－30T型	＋2500V	100μA
	－1800V	100μA
	1500V	100μA
HV－100T型	＋8650V	100μA
	－1450V	150μA
	－1350V	200μA

入力：6.3.V DC 300V

製造品目

TVモニター・各種
　トランジスター式モニター
　真空管式モニター
カラー用測定器
　トランジスタードット・バーゼェネレーター
　遅延量測定器
トランジスター低圧電源

興和株式會社

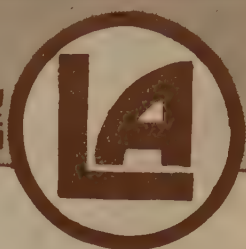
名古屋・東京・大阪・ニューヨーク

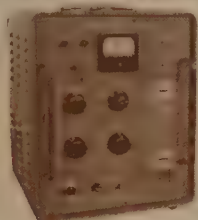
興和電機研究所

東京都調布市上布田町416番地 電話（0229）4126（代）—9

興和電機光学部営業

東京都千代田区神田東松下町11番地共伸ビル内
電話（291）0741（代）8581

ANDO 測定器

マイクロ波の測定は
安藤の測定器で

11 KMC 用の進行波管増巾器

TWA-11 型
450×360×400 mm 33 kg

本器は，わが国で初めて製品化された進行波管を内蔵したマイクロ波用増巾器で，マイクロ波実用回路線の増巾およびマイクロ波を用いた他のあらゆる測定および実験に適しております.

性　能

周波数範囲	10,700～11,700 Mc
利得	30 dB 以上
最大出力	0.7 W
雑音指数	25 dB 以下
入力および出力のVSWR	2 以下
外部変調	グリッド変調 (A.M) およびヘリクス変調 (P.M) 可能
電源	A.C 100 V, 50/60 c/s, 約 150 VA

クライストロン電源装置 KVR-1 型

KVR-1 型
430×250×320 mm 20 kg

本器は，反射型クライストロンに安定な電源を供給するものでありまして，電源電圧の変動による影響や，リップル電圧を極力少なくするために真空管を用いた特殊な安定回路を使用しております.

性　能

	キャビティ	リペラー	ヒーター	変調出力
出力電圧電流	300 V 35 mA	0～300 V	6.3 V 1.2 A	鋸歯状波 50 c/s 0～30 V 矩形波 100 kc 30 V
出力変動率	0.1% 以下	0.1% 以下	5% 以下	電源入力 AC 85～110 V 50/60 c/s
リップル含有量	1 mV 以下	0.5 mV 以下	—	

クライストロン電源装置 KVR-3 A 型

KVR-3A型

本器は，「X-13 およびこれと相当のクライストロンに電力を供給する装置であります．安定化した直流電圧供給回路を使用し，電源変動による電圧変化およびリップルを非常に小さくしてあります．また本器は，リフレクタ電圧の変調回路も含んでおりますから，クライストロンの出力を変調することが出来ます.

性　能

1. 電源回路

	電圧	電流
空胴電圧供給回路	300～500 V 可変	65 mA max
リフレクタ電圧供給回路	100～1,000 kV 可変	—
ヒーター電圧供給回路	6.3 V	1.2 A

2. 変調回路

波形	繰返し周波数	出力
矩形波	800～1,200c/s	0～100 V p-p 以上
鋸歯状波	800～1,200c/s	0～100 V p-p 以上
正弦波	電源周波数	0～100 V p-p 以上

広告目次

安藤電気株式会社

東京都大田区仲蒲田3－4　Tel (731) 1161 (代)

-TR-111エレクトロニック·カウンタ
と -TR-278ディジタル·プリンタ

- ○ 10cps ～220Mcにわたる広範囲の周波数測定
- ○ 0·3μs～10^7Sにわたる広範囲の時間々隔測定
- ○ ほぼ0cps ～10kcにわたる周期測定による低い周波数の精密測定
- ○ 1：1～1：10^8にわたる周波数比 時間比測定
- ○ -TR-278 ディジタルプリンタと連動して表示データを直接印字記録することができます
- ○ 10cps・1kc・100kc・10Mcの標準周波数
- ○ 豊富なアクセサリー

-TR-112A/B 周波数変換ユニット

-TR-113A 時間々隔測定ユニット

-TR-113B 周期測定ユニット

-TR-114 増巾器ユニット

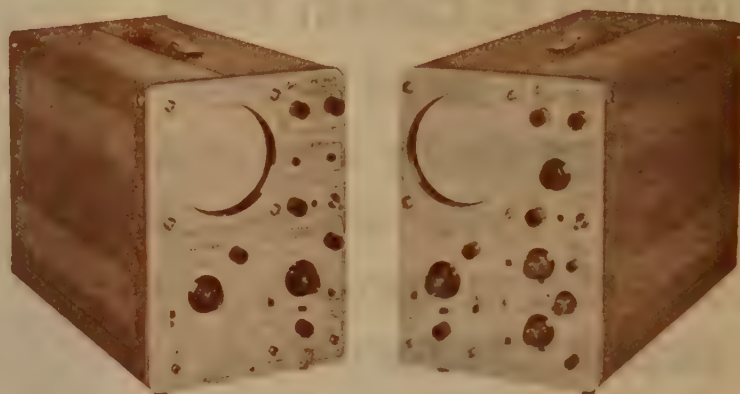
-TR-135F/135FD

―― 急 告 ――

本紙掲載のカウンタを含む弊社新製品の展示が、下記の各会場において実施されます。
「1961年電子応用測定器展」11. 16～19（4日間）
東京都立産業会館5階
「1961年計測器工業展」12.5～9（5日間）
大阪市見本市恒久展示場

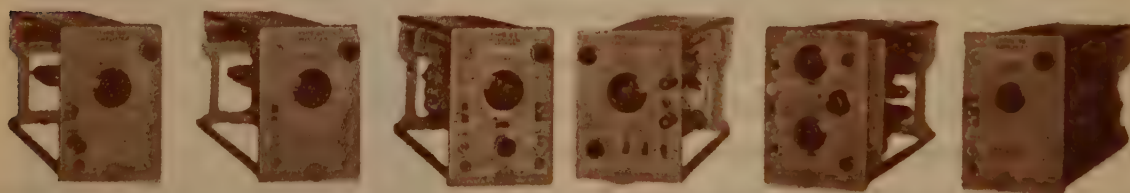
ユニバーサルカウンタ・ディジタルプリンタ・ダストモニタ

NEW TEKTRONIX OSCILLOSCOPES

TYPE 560 AND TYPE 561

本オシロスコープはX軸に67型タイム・ベース・プラグ・イン・ユニットをY軸に59、60、63、72及び75型入力信号用プラグ・イン・ユニットを夫々挿入することによりブラウン管偏向板並にX軸、Y軸偏向部に直結されるのでプラグ・イン・ユニットとX軸、Y軸偏向部との間に手作りの回路が挿入できオシロスコープの万能性を一段と増すことができます。又 X軸とY軸に信号用プラグ・イン・ユニットを使用しますと、X－Yオシロスコープとしても使用ができます。

主な特性

560　型	561　型
ブラウン管：5"、 3.5kv、描出範囲：Y軸8cm、X軸10cm	
電源：105－125V 、又は210～250V 、50～800c/o	
72、75型ユニットは使用できません。	総ゆるユニットが使用できます。
較正電圧：500mV－50mV（矩形波）0.2mV－100V(パルス波)	

THE SIGNAL AMPLIFIER AND TIME-BASE PLUG IN UNITS

感　度	1 V/cm	50mV/cm	1 mV/cm	掃引速度：1μs－12s/cm 掃引拡大：5倍	10mV/cm	50mV/cm
帯　域	dc－400kc	dc－1 MC	dc－300 kc		dc－650 kc	dc－4 Mc
その他	入力電圧 600 V	入力電圧 600 V	差動入力用 リヂェクション比：1/100		二現象用	広帯域用

尚本器には減衰用プローブは附属しませんので下記より御撰択の上御指定下さい

型名	減衰比	入力インピーダンス		耐圧
P6000	10：1	10 MΩ	14.5pf	1200V
P6001	1：1	1 〃	9.5 〃	600〃
P6002	100：1	9.1 〃	2.8 〃	2000〃

F.O.B. Factory Price

TYPE			TYPE		
TYPE	560…… $	325	TYPE	63…… #	125
〃	561……	425	〃	67……	150
〃	59……	50	〃	72……	250
〃	60……	115	〃	75……	未定

GENERAL RADIO COMPANY
TEKTRONIX. INC.
THE HARSHAW CHEMICAL COMPANY

日本総代理店

緑屋電気株式会社

東京都中央区京橋二丁目三番地（守随ビル）
電話（561）9256（代）5848 輸入課直通

アイソレーター及び回転型抵抗減衰器

アイソレーター

特長　このアイソレーターは
周波数に応じて励磁電流を調整し最大の逆方向損失が得られる

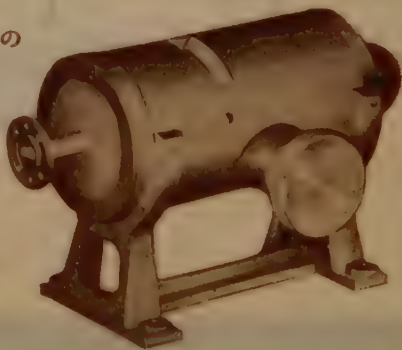
型名	周波数 (Gc/s)	導波管	挿入損失 (db)		逆方向損失 (db)		V. S. W. R	寸法
			中心	帯域	中心	帯域		
TFR－10	8.6～9.6	WRJ－10 BRJ－10	0.7 以下	1.0 以下	35以上	20以上	<1.25以下	300
TFR－24	22.5～24.5	WRJ－24 BRJ－24	0.8 〃	1.0 〃	35 〃	18 〃	<1.25 〃	150
TFR－34	34.5～36.8	WRJ－34 BRJ－34	0.8 〃	1.2 〃	30 〃	12 〃	<1.4 〃	150
TFR－50	44.0～50.0	WRJ－50 BRJ－50	1.0 〃	1.5 〃	30 〃	12 〃	<1.5 〃	130

回転型抵抗減衰器

型名	周波数 (Gc/s)	導波管	減衰量 (db)	挿入損失 (db)	V. S. W. R	寸法	較正点
TPCA－24	22～25	WRJ－24	0～40	0.5 以下	<1.2 以下	200	中心及び両端3点
TPCA－34	33～37	WRJ－34	0～40	0.8 以下	<1.25以下	150	〃
TPCA－50	42～52	WRJ－50	0～40	1.2 以下	<1.3 以下	125	〃

特長　この回転型抵抗減衰器は
（1）周波数によって減衰量が変化せず、回転角のみに関係し、理論値とよく一致する
（2）減衰量を変える際の位相変化がない

主要製造品目

各種電波分光装置●マイクロ波管●電磁石等の高安定電源●その他精密電子応用機器

東京電気精機株式会社

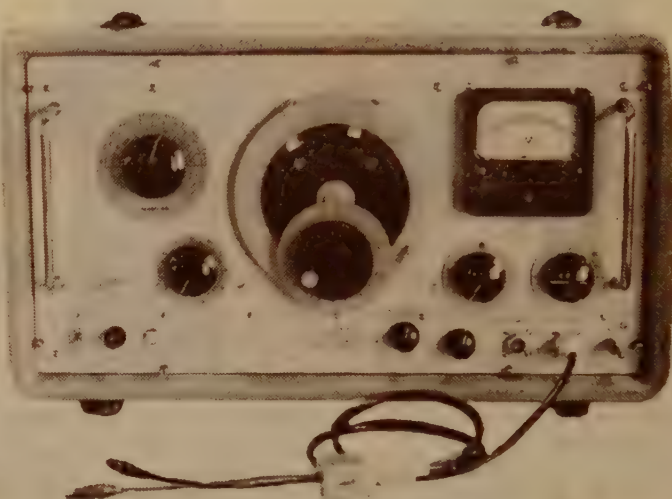
本社　東京都千代田区神田[illegible]
Tel [illegible]
工場　文京工場・立川工場

広帯域標準信号発生器

周波数	10～～10Mc
発振方式	ウインブリヂ方式
周波数帯	6バンド十進法
目盛	直読単一目盛
安定度	IMC於て10⁴～10⁵
確度	±1%
出力	600Ω及75Ω
可変出力	600Ω r.m.s 8V P－P20
アッテネター 0～100 db	75Ω rms 2V P－P 6V
ダイヤル精度	1目盛1000分の1
歪率	1%以内
電源	100V 50～60∞
寸度	300×530×310
重量	26kg
出力特性	10～－IMC＝0 db IMC－10MC＝＋0.4 db

SG－12A

携帯型 CR信号発生器

CR1－1

周波数	1～－IMC
発振方式	ウインブリヂ方式
周波数帯	6バンド十進法
目盛	直読単一目盛
安定度	IMC～10⁴－10⁵
確度	±1%
出力	0～35V rms
インピーダンス	75Ω 600Ω 5KΩ 10KΩ
出力特性	1～－1MC0.5db
歪率	1～－2～10% 3～－10～3% 10～－IMC 1%
電源	100V 50～60∞
寸度	高サ 横巾 奥行 315 × 208 ×375
重量	16 kg

¥80,000.－

木村高周波研究所

東京都目黒区東町五四 電話(712) 2971, 2759

トランジスタ
高周波定数測定器

THC－860

概　要

本測定器はトランジスタの高周波に於ける振巾及び位相特性（各定数に於ける）を周波数変換後，一定中間周波数にて測定しR＋J Xなる値を図表換算により求める事が出来ます。各定数の測定は精度を確保するため，夫々別なユニットとし，プラグイン方式を採用しました。その構成は下記の如くなっています。

ユニット　1.　（ベース接地）　hib, hfb, hrb
〃　2.　（エミッタ接地）　hie, hfe, hre
〃　3.　ベース，エミッタ接地　hob, hoe, yob, yoe

但し，ユニット3だけは測定方式を同一に出来ない為，止むを得ず各周波数毎に1ケ宛必要な構造になっています。

電気的性能

1）ベース接地　445KC, 1.5MC, 10MC
1）ベース接地　hib 5 Ω～500 Ω
hfb 0.1～10
hrb 0.01～1
ho　100μ℧～1μ℧
2）エミッタ接地　hre 50Ω～5KΩ
hfe 1～100
hre 0.01～1
hoe 110μ℧～1μ℧
3）上記測定範囲中常に0°～360°の位相量が同時に測定出来ます。

確　度

振巾値　3%（読取最小目盛0.001）
位　相　3°（読取最小目盛0.5°）

バイアス　エミッタ電流　0～3mA・0～10mA　連続可変　コレクタ電圧　0～10V・0～30V　連続可変　PNP・NPN切換可能

寸　法　測定部　660（巾）×320（巾）×440（奥）%　電源部　280（巾）×320（高）×440（奥）%
ユニット　128（巾）×133（高）×210（奥）%

東京電波工業株式会社

東京都目黒区原町1236（713）8101（代表）－3
支　社　大阪市北区木幡町34（36）7220

トランジスタh定数測定器

THC－800

概　要

本測定器は低周波（270%）に於けるトランジスタの各定数をブリッジ方式により、測定出来ます。各定数の測定素子は全部独立して設けられているので、測定後その値を残すことができ特性の記録等がとり易くなっております。また、各定数の値を固定しておくことができますので検査時間が短縮され同一品種トランジスタの品質管理、製品検査等に適します。

電気的性能

1.測定周波数　270%（±30%）
2.測定範囲　hie 10Ω～10KΩ
hfe 0.1～1.000
hre 10^{-3}～10^{-5}
hoe 0.1μ℧～100μ℧
3.位相調整　容量換算値0～10000PF連続可変
4.測定信号電圧　0～0.3V　連続可能
5.確　度　±2%
6.バイアス　エミッタ0～2mA・0～10mA　連続可変
コレクタ　0～10V 0～30mA　連続可変　2レンジ

寸法及重量

測定部　（巾）562×（奥）330×（高）362%　12kg
電源部　（巾）324×（奥）330×（高）362%　10kg

その他の主なトランジスタ測定器
高周波α測定器各種
高周波ベース抵抗測定器
低周波より高周波迄の電力利得測定器
高周波fT測定器
熱抵抗測定器

超微小電流計 超絶縁計 電位計

MMA Ⅱ－16型

10^{-16}A 0.1mV 10^{18}Ω

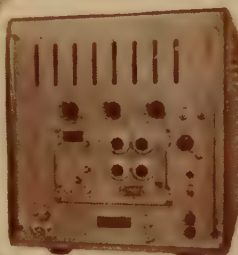
最古の歴史
最高の性能
最高の信頼度
長期無故障

振動容量型　　直流増巾器型

	型	電流感度/目盛	電圧感度/目盛	入力抵抗	レンヂ	絶縁測定
振動容量型	MMA Ⅲ-12型	10^{-8}～10^{-12} A	1～10mV	10^{6}～10^{9} Ω	5	10^{15} Ω
	MMA Ⅲ-13型	10^{-9}～10^{-13} A	1～10mV	10^{7}～10^{10} Ω	5	10^{16} Ω
	MMA Ⅲ-14型	10^{-10}～10^{-14} A	1～10mV	10^{8}～10^{11} Ω	5	10^{17} Ω
	MMA Ⅲ-15型	10^{-11}～10^{-15} A	1～10mV	10^{9}～10^{11} Ω	5	10^{18} Ω
	MMA Ⅱ-16型	10^{-6}～10^{-16} A		10^{4}～10^{12} Ω	11	
			0.1～10mV	10^{15} 以上	5	
				10^{4}～10^{12} Ω	11	10^{6}～10^{18} Ω
	MMA Ⅱ-16P型	パネル型にて性能はMMA Ⅱ－16型と同じ				
振動容量型電位計	SSV Ⅲ-14型		1～3000mV	10^{15}, 10^{12} Ω以上	8	
	SSV Ⅲ-15型		1～3000mV	10^{15}, 10^{13} Ω以上	8	
	SSV Ⅱ-16型		0.1～3000mV	10^{15}, 10^{13} Ω以上	10	
直流増幅器型（乾電池電源型）	MMA Ⅴ-10型	10^{-5}～10^{-10} A	5mV	5×10^{7} Ω	6	5×10^{10} Ω
	MMA Ⅴ-11型	10^{-6}～10^{-11} A	5mV	5×10^{8} Ω	6	5×10^{11} Ω
直流増幅器型（AC電源型）	MMA Ⅵ-10型	10^{-5}～10^{-10} A	5mV	5×10^{7} Ω	6	10^{12} Ω
	MMA Ⅵ-11型	10^{-6}～10^{-11} A	5mV	5×10^{8} Ω	6	10^{13} Ω
	MMA Ⅵ-12型	10^{-7}～10^{-12} A	5mV	5×10^{9} Ω	6	10^{14} Ω

カタログは誌名御記入の上御申込み下さい。

株式会社 川口電機製作所
東京都港区芝白金三光町71
TEL 白金(441) 8312・6141～6143

カウンターは日本電波!!

N－180B/C
ディジタル カウンター

計数型周波計
測定周波数範囲　10%～10.1Mc
周期測定範囲　0%～10Kc
時間間隔測定範囲　1μS～10⁷sec
計数確度　5×10⁻⁶±1カウント
N－180－1　周波数変換器
測定周波数範囲　10Mc～100Mc
入力レベル　10mV
N－180－2　周波数変換器
測定周波数範囲　100Mc～220Mc
入力レベル　200mV 以上
N－180－3　時間間隔測定器
測定時間　1μS～10⁷sec
N－990　移動台

N－191
ディジタル カウンター
測定周波数範囲　10%～1.1Mc
時間間隔測定範囲　10μS～10⁶sec
周期測定範囲　0%～10Kc
計数確度　1×10⁻⁶1カウント

その他の測定器についても当社最高の技術を御手元へどうぞ!!

N－170
ディジタル カウンター
測定周波数範囲　10%～120Kc
周期測定範囲　0%～10Kc
時間間隔測定範囲　100μS～10⁵sec
計数確度　1×10⁻⁶±1カウント

カタログ呈上

日本電波株式会社

東京都品川区東中延4－1402 TEL (781) 7155(代)7181(代)(782)0055・0056
(782) 1013 営業直通

電流パルス発生器

国際電信電話株式会社殿納入

パルス発生器

本器はリアクトロン演算素子を用いた計算機の駆動用　電流パルス発生機である。

性　　能

1. 入力レベル　正弦波　6 Vp−p
2. 繰返し周波数　最高　200kc
3. 相　2相
4. 発生パルス　8種
5. 出力端子　振巾可変のもの20組
6. 出力電流値　250Ω負荷に1A最大
7. パルス波形
   - (イ) パルス巾　1 μs ±10％可変
   - (ロ) 立上り時間　0.1 μs 以下
   - (ハ) 下り時間　0.2 μs 以下
   - (ニ) サグおよびオーバーシュート　平均振巾の±5％以下
8. 電　源　200VAC,　5kVA

―電流パルス発生器―

型　式	主な用途	パルス巾	立上り時間	下り時間	振　巾	繰返し周波数	サグ・オーバーシュート
SCP-201	メモリーコアー試験用	1～10μs（連続可変）	0.1～1μs（連続可変）	0.3～1μs（連続可変）	最大　1A（連続可変）	2kc～20kc（連続可変）	±2％以下
SCP-601	コアマトリクス試験用	1～10μs 2～15μs（連続可変）	0.1～1μs（連続可変）	0.3～0.6μs（連続可変）	最大 0.6A（連続可変）	10～30kc（連続可変）	±3％以下

―電圧パルス発生器―

	パルス巾	上り / 下り	P.R.R.	出力電圧	遅　延	ATTナシ出力 imp	ATTアリ出力 imp	ATT
SPG・5	0.07～10 μs	0.025 / 0.025	50c/s～5k/s	50 V	+10～100 μs		50 Ω	60 dB
SPG・4	0.2 μs～50 ms	0.05 / 0.15	10c/s～100k/c	20 V	−5～500 μs	+200 / +2k		
SPG・3（ダブル）	0.2～20 μs	0.07 / 0.2	1c/s～10 k/s	1 kΩ ± 30 V 150 V / 75 Ω ± 2 V 10 V	固定 5 μs 間隔 0～100 μs		高 1 k 低 75 Ω	
SPG・2	0.2～20 μs	0.05 / 0.15	100c/s 10k/c	20 V	−10～−150 μs		50 Ω	60 dB
SPG・1	0.5～50 μs	0.05 / 0.15	50c/s～50k/c	20 V / 2 V	−10～−150 μs	+200 / −2k	75 Ω	60 dB

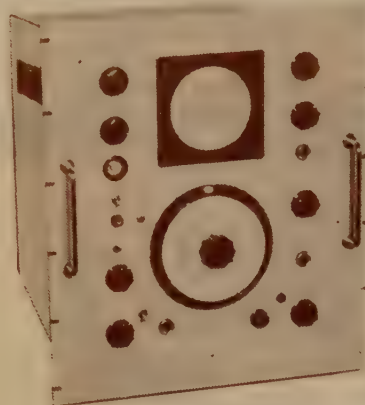
三和電子製作所

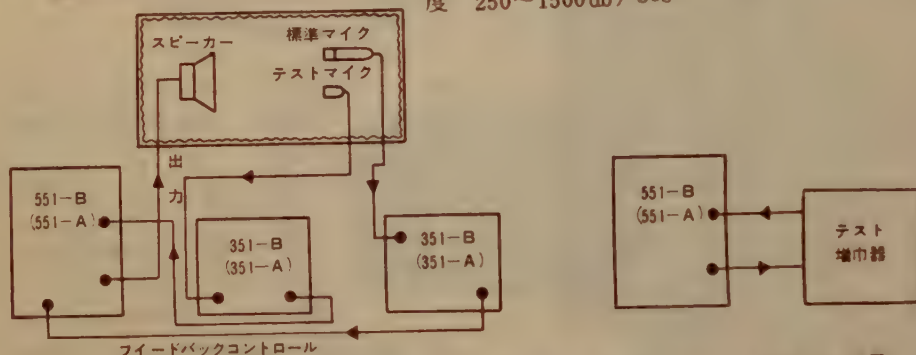
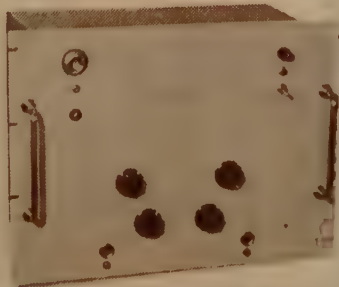
東京都北多摩郡国分寺町恋ヶ窪1080　電話　国分寺（108局）597

（三和無線測器研究所のパルス部・電子部が上記のように独立いたしました。）

電気・音響・振動 等あらゆる物理現象の計測に

組織的に開発された 日本測器の各種計測器を！

TYPE 551−B 周波数特性直視装置

本機は唸周波発振器とオシロスコープが電気的、機械的に連動され、0〜20.000%間の周波数特性をブラウン管上に直視出来るもので自動的にはX軸スイープも毎分3 6.12回取る事が出来、特にデリケートなフイルター特性直視の為に手動スイープも出来る様に設計されている。又、B. F. O. よりの出力電圧電流音圧、加速度を一定にする為の自動フイードバック用コンプレッサーも自蔵している。

周波数精度 1%±1%、出力インピーダンス6〜6000Ω、出力電圧精度 ±0 5db、出力自動制御 45db、トレーサーエリア 85×57%、Y軸 50db対数的で0レベル約1mV 記録速度 250〜1500db/sec

TYPE 351−B マイクロフォン増巾器

本機は−10〜＋80db迄（1dbステップ）の増巾度を持ち20〜35,000%間フラット特性を有する計測用増巾器でコンデンサーマイク用電源及びJIS、DIN、ASAに適合するウエイテングネットワークを自蔵し、入力インピーダンス2MΩ、出力インピーダンス370Ω、ハムレベル2μV以下の高安定度を有する非常に用途の広いデケード型リニアー増巾器である。

其の他

102A	L.C.R. テストブリッジ	301A	高速度記録器
154A	微少交流電圧計	354A	計測用増巾器
202A	ビートオッシレーター	464A	防音箱
211A	C.Rシグナルジエネレーター	502A	アクセロメータープリアンプ
252A	⅓オクタープフイルターセット	512A	振動計較正用加振器
254A	周波数分析器		その他

日本測器株式会社

本社：東京都港区芝田村町2−5 TEL (591)1034・3864
工場：横浜市保土ケ谷区西久保町33 TEL (43) 0917

二十年の経験 大倉のチョッパー

CONVERTER
MODEL NO PR-1002
NO 10502 DATE 1958.6
OHKURA ELECTRIC CO. LTD

寿　　命	20,000 時間以上
雑　　音	1 μV　6 kΩ
励磁コイル	50 c/s 60 c/s　6.3 V 85 Ω
種　　類	一般用低入力用

米国 Swoutout 社と技術提携

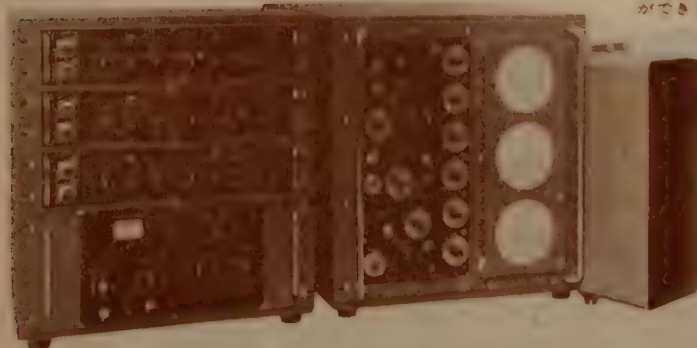
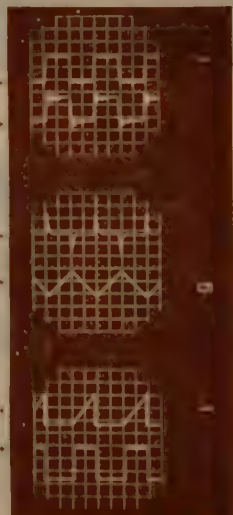
用途：電子管記録計・直流増幅器等

大倉電気株式會社

本　　社　東京都杉並区西田町 2 丁目 407 番地　電話(398)5111(代表)
大阪出張所　大阪市北区芝田町 112 井上ビル24号室　電話(36)5791—5 5891—5(交換)
小倉出張所　小倉市博労町 63 富士ビル 44 号室　電話小倉(5)8621

6-BEAMS OSCILLOSCOPE

6現象オシロスコープ BO-601型

概　要　この装置は6組の電気現象を同時にブラウン管で観察でき、撮影装置との組合せにより、一齣撮影もしくは連続撮影ができます。

単掃引撮影
(例) 掃引速度
1×5×0.1−0.5ms/cm

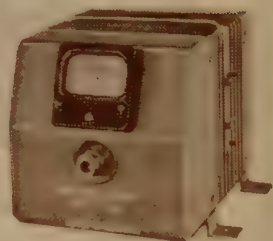
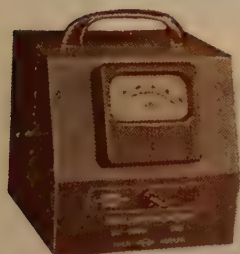
主要製品
インク書きオシログラフ、電磁オシログラフ
二現象オシロスコープ、ブラウン管連続撮影装置
直流増巾器、歪記録増巾器

三栄測器株式会社

本社　東京都新宿区柏木 1−95　Tel (371) 7117〜8, 8114〜5
工場　東京都武蔵野市吉祥寺1635　Tel (022−②) 4941, 7825

POWER METER
VHF・UHF帯

吸収形・通過形　電力計

其の後の研究の結果VHF帯よりUHF帯までの吸収形および通過形の各種の電力計の精度が一層向上いたしました。信用出来る電力計として自信をもって御勧めいたします。

日本高周波株式會社

本社・工場	横浜市港北区中山町1119	神奈川県川和15
東京事務所	東京都港区芝南佐久間町1の55	(501) 9588・2662
東京研究所	東京都文京区菊坂3	(921) 1970

わずか4ケのトランジスターで

画期的! 安定度

¥ 29,800

TS-60型　0〜20V　0〜250mA

トランジスター安定化電源

●当社技術陣の研究開発による

全く新しい回路方式

●従来の石の数の$\frac{1}{2}$で0Vから

連続可変

●1ケのダイオードと1ケの抵抗により

完全な **保護回路**

東海電機株式会社

東京都三鷹市牟礼550　TEL ムサシノ (3) 3883

トランジスタ式 直流安定電源

性　能

入力電圧	…単相交流90V～105 V 50% 60%
出力電圧	……直流1～36V(一操作連続可変)
出力電流	……0～3A
出力制限電流	…… 3A 1A 0.3A(3段切替)
出力電圧変動	…上記入力電圧、出力電流の全変動に対し100 mV以内
電源インピーダンス	……0.02Ω 以内
脈動率	……5 mV(P－P)以内
過電流防止	…上記制限電流、または負荷短絡による過電流を防止する

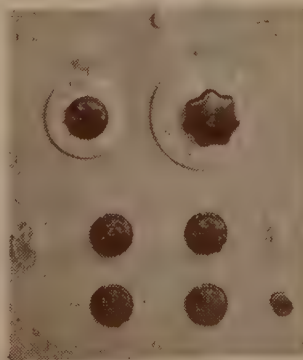
営業品目

トランジスタ式直流安定電源	電源変圧器
A－3B－3C－3形安定電源	低周波変成器
磁気増幅形／鉄共振形 自動電圧調整器	整流線輪
録音テープ用磁気抹消器	磁気増幅器
各種直流安定電源	樹脂加工変成器
各種電源機器	線輪

東立通信工業株式會社

東京都品川区西大崎2－170 TEL東京(491) 1191(代表)

トランジスタ式 パルス発生器

新製品

仕様／型式	PG－Tr 3A	PG－Tr 3B
パルス巾	10～50μS	0.05～10μS
極性	正・負	正・負
出力電圧	40V(最大)	40V(最大)
立上り立下り時間	0.2μS以下	0.02μS以下
繰返し周波数	10%～5 kc	50%～5 kc
外形・寸法	190×265×265(mm)	190×265×265(mm)

- 小型軽量(真空管式の1/5)
- 半永久的で取扱保守が容易
- 波形が良好である

発売元 **コロナ商事株式会社**
東京都台東区車坂町21 TEL (841) 0967. 5926

製造元 **コロナ電気株式会社**
茨城県勝田市市毛 TEL(勝田)663

会 告・通 知

電気通信技術委員会研究専門委員会
開 催 通 知 (昭和35年12月)

本会会員は誰でも，任意の委員会に自由に参加でき，研究発表もできます。研究発表希望者は，委員会名を指定して前々月末日までに本会宛お申込み下さい。

1. オートマトンと自動制御研究専門委員会 委員長 高橋秀俊
(情報処理学会と共催)

日時 12月8日(木) 13時30分～16時
場所 産経会館6階604号室 (地下鉄大手町下車)
議題 (1) 音韻識別音声伝送方式のモデル 中田和男君 (電波研)
(2) パターン認識について 飯島泰蔵君 (電試)

2. アンテナ研究専門委員会 委員長 加藤安太郎

日時 12月8日(木) 14時～17時
場所 電気通信学会会議室 (千代田区富士見町2の8)
議題 (1) アマチュア無線界で使われる各種のアンテナについて 杉本哲君 (NHK)
(2) 短波空中線について 小島浜男君 (国際電々)

3. 電気音響研究専門委員会 委員長 富田義男

日時 12月10日(土) 14時～17時
場所 早稲田大学理工学部会議室 (新宿区戸塚町)
議題 (1) 拡声装置系におるけ遅延帰還 (1) 松原正一君 (茨城大)
(2) 〃 〃 (2) 〃 〃
(3) 動電形電気音響変換器に対する渦電流の影響
田久保八郎君 (日本通信工業)・新木諒三君 (通研)

4. 通信方式研究専門委員会 委員長 染谷勲

日時 12月13日(火) 14時～17時
場所 国際電信電話(株) 研究所会議室 (目黒区三田12)
議題 (1) 全進行波管中継機 中原裕一君 (東芝)
(2) 全進行波管中継機における AP—PM 変換について
増田孝雄君 (通研)

5 超音波研究専門委員会 委員長 能本乙彦

日時 12月13日(火) 14時～17時
場所 東京工業大学講義室 (目黒区大岡山)
議題 (1) 200 Kc 魚群探知機の船底装備について 西村実君 (水産庁漁船研究室)
(2) 凹面音源の焦点におけるキヤビテーション 根岸勝雄君 (小林理研)
(3) 超音波熔接の研究 (コンデンサ端子の熔接)
井出正男君・徐壬麟君 (武蔵工大)

6. トランジスタ研究専門委員会　　委員長 岡部豊比古

日　時　12月13日(火)14時～17時

場　所　東京大学工学部電気工学科輪講室（文京区本富士町）

議　題　(1) 広帯域インピーダンス変成器を用いた 70 Mc 中間周波増巾器

渡辺宅治君・滝田壮作君・二宮康明君（通　研）

(2) 半導体によるアドミッタンス増倍

西沢潤一君・米山隆夫君（東北大学電気通信研究所）

◎ トランジスタ研究専門委員会研究発表募集について

日　時　2月18日（土）（予定）

場　所　大阪大学工学部大会議室（大阪市都島区東野田町9）

議　題　（12月会告に発表予定）

研究発表希望者は12月10日までに学会事務所まで氏名，所属，議題を明記のうえお申込み下さい。

7. 電子計算機研究専門委員会　　委員長 後藤以紀

日　時　12月15日(木)14時～17時

場　所　東京大学工学部電気工学科輪講室（文京区本富士町）

議　題　(1) 変圧器結合直流消去形エサキダイオード論理について

後藤英一君・石田晴久君（東　大）

(2) エサキダイオードの立上り及び立下り特性について

福井初昭君・松島健彦君（ソニー）

(3) エサキダイオード双安定回路及び対回路のトリガ特性について

福井初昭君・池田秀也君（ソニー）

8. インホメーション理論研究専門委員会　　委員長 大泉充郎

日　時　12月16日（金）14時～17時

場　所　国際電信電話（株）研究所会議室（目黒区三田12の1）

議　題　(1) 自己双対論理函数の型の個数について　　戸田巌君（通　研）

(2) 部品のコード設定の経済性について　　滝小谷英夫君（通　研）

9. マイクロ波真空管研究専門委員会　　委員長 小池勇二郎

日　時　12月17日(土 13時30分～16時

場　所　東大電気工学科輪講室（文京区本富士町）

議　題　(1) 24 Gc 二重梯子形進行波管　　小山次郎君・宮田富士夫君（通　研）

(2) 60 Gc 帯後進波管の試作について　　松尾幸人君（防大産研）

安岡美夫君・柴田長吉郎君・野島秀夫君・秋岡哲夫君・熊谷明君（日本無線）

10. 医用電子装置研究専門委員会　　委員長　阪本捷房

日　時　12月20日（火）14時～17時

場　所　東大医学部本館会議室（文京区本富士町）

議　題　(1) 欧米における心音図研究の現状　　吉村正蔵君（慈恵医大）

11. 非直線理論研究専門委員会　　委員長　高木純一

日　時　12月22日（木）14時～17時

場　所　早稲田大学理工学部会議室（新宿区戸塚町）

議　題　(1) 非線型回路における雑音問題　　並木美喜雄君（早　大）

(2) 非線型性をもつ増幅器の Threshold noise　　家入勝吾君（NHK技研）

12. 磁性材料研究専門委員会　　委員長　博田五六

日　時　12月22日（木）14時～17時

場　所　電気通信学会会議室（千代田区富士見町2の8）

議　題　(1) フライバツクトランスの設計に関する考察　　水上益良君（三菱大船製作所）

(2) パルストランスの設計について　　原　進一君（タムラ製作所）

関　西　支　部

13. マイクロ波伝送研究専門委員会　　委員長　岩片秀雄

（別刷の会告を11月中旬に配布致しました）

日　時　12月2日（金）9時～17時

場　所　大阪大学工学部会議室（大阪市都島区東野田町）

議　題　(1) 強誘電体を用いたパラメトリツクアンプの一提案　　青木良正君（大阪市大）

(2) パラメトリックアンプリファイアのスレスホールドノイズ

家入勝吾君（NHK技研）

(3) 二相分布常数線路ろ波器に関する研究

滝山敬君・白石高義君・豊永俊郎君（同志社大）

(4) マルチリエントラント形ストリップ線ろ波器の伝送特性について

熊谷三郎君・板倉清保君・阿座上孝君（阪　大）

(5) 狭い半値巾をもつ強磁性共鳴吸収の測定法　　植松健一君（早　大）

(6) 種々の導波管ハイブリッド回路　喜連川隆君・立川清兵衛君（三菱電機）

(7) フェライトスイッチ　黒田隆二君・長　陣君（日　電）

(8) 9Gc パラメトリックアンプリファイアと 3cm レーダへの応用

松田秀彦君・岩沢　宏君・田村　勝君（神　工）

14. 電波伝播研究専門委員会　委員長　上　田　弘　之

日　時　12月8日（水）10時～17時

場　所　国際電信電話株式会社大阪支社講堂
（大阪市東区備後町1の25 市電市バス堺筋本町2丁目停留所下車約1分大阪東郵便局前）

議　題　(1) 超高層の電波伝はん通路について　前田憲一君・中西順一郎君（京　大）

(2) 電離層日変化モデルとその二三の特性　松　本　治　弥君（京　大）

(3) 上層の気温と風　竹　屋　英　夫君・奥　本　隆　昭君（大阪市大）

(4) 米国における電波伝はん研究の二三について　仲　上　稔君（神 戸 大）

(5) Es 伝ぱんにおけるアンテナアパーチアートウメジユゥムカツプリングロスについて　宮　憲一君・佐々木　哲　夫君（国際電々）

15. 航空電子機器研究専門委員会　委員長　小　林　正　次

日　時　12月12日（月）9時30分～16時

場　所　三菱電気株式会社無線機製作所会議室
（尼崎市南清水字中野 80 阪急塚口駅下車南側出口，バスの便あり。9.00，9.30）

議　題　(1) X バンドのドップラレーダ　松　田　季　彦君（神戸工業）

(2) 電波のドップラ効果を利用する船舶用速度計　宇　和　完君（神戸工業）

(3) Track － While － Scan System に於ける Tracking Error
田　中　幸　吉君（神戸大学）

(4) 高利得の誘電体アンテナ　牧本利夫君・末田　正君・西村貞彦君（阪大産研）

(5) 航空電子機器のトランジスタ化
藤掛　勝君・谷　貞和君・忍足　博君（三菱電機）

(6) 航空機用VHF埋込み形アンテナ
喜連川　隆君・武市吉博君・水沢不雄君（三菱電機）

(7) ミリ波FMレーダによる測距と探索とについて
熊　谷　三　郎君（大阪大学）・松　尾　優君（近畿大学）

★　今月休会の委員会　「回路網理論」「信頼性と品質管理」

稲田記念学術奨励金受領者推薦について

第13回稲田記念学術奨励金受領者は，昭和35年度電気通信学会全国大会において行われた講演を対象としてその講演者の中から選ばれます。この選定は，上記全国大会における各座長，本会稲田記念学術奨励金受領者選定手続による推薦母体及び一般会員（正員）推薦のものを一諸にし，委員会の審査投票を経て決定されます。

下記参照の上多数御推薦あらんことを希望します。

1. **選定範囲および推薦数**　昭和35年度電気通信学会全国大会講演論文集に掲載されている講演論文の講演者の中から最も適格と認められる者1人。
2. **推薦用紙**　下に添付の推薦用紙を切取り，所定の事項を洩れなく記入して本会宛郵送のこと。
3. **推薦資格**　本会正員に限る。
4. **被推薦資格**　本会会員（准員を含む）であって，上記大会における講演者であること。大学の学部卒業後10年未満の者又はこれと同等と認められるもの。未だ本奨励金を受領したことのないもの。
5 **締切期日**　昭和35年12月末日

……………………………………切　　取　　線……………………………………

稲田記念学術奨励金受領者推薦用紙（第13回）

発表者氏名 （所属）	（　　　　　）
発表大会名	昭和35年度電気通信学会全国大会
（講演番号） 題　　名	（　　　）
推薦理由	
推薦者 住所氏名	正員

34年12月号から停止　（194名）

（ア）秋崎昌利（世田谷区世田谷）. 秋月博明（明石市大久保町）. 秋山莊司（新居浜市□内町）. 秋山玄雄（枚方市中宮西ノ町）. 足立照夫（港区芝白金猿町）. 安部城一（横浜市中区間内町）. 阿部　寛（電気試験所田無分室）. 荒井健二郎（世田谷区砧町）. 新田目倖吉（仙台市連坊小路）. 有田　慎（鎌倉市二階堂）. 安藤鎮男（世田谷区玉川等々力町）. （イ） 井川孝雄（鳥取放送局）. 池辺輝一（品川区五反田）. 伊佐　進（信越電気通信局）. 井坂治録（北陸電波監理局）. 石橋大三郎（板橋区板橋町）. 磯源一（宮古市八幡前）. 磯部宏策（世田谷区世田谷町）. 伊藤光江（大阪鉄道監理局）. 稲波武雄（京都市伏見区深草大亀谷八島町）. 井上正偉（四国電気通信局）. 茨木康行（杉並区東田町）. 岩井　章（豊橋市旭本町）. 岩瀬□義（大田区西六郷）. 岩見隆賢（新日本電気）. （ウ）植田　準（杉並区成宗）. 上松　繁（大阪府三島郡三島町）. 臼井映央（大垣市南若森町）. 内山継吾（局所下司）. 浦山隆保（電源開発中央通信部）. （エ）江口竜夫（横浜市保土ケ谷区常盤台）. （オ）大石多喜雄（静岡県浜名郡積志村）. 大島良三（箕面市桜井）. 大友実（近畿電気通信局）. 大竹義次（藤沢市羽鳥）. 岡崎昭二郎（市川市八幡町）. 岡田徹（横須賀市上町）. 尾形慎次郎（岡山鉄道監理局）. 小野和美（福岡市箱崎）. 尾上通雄（北多摩郡□□寺町）. （カ）貝津良輔（足立区千住八千代町）. 鬼島　孝（大田区新井宿）. 梶原　信（呉羽市小竹）. 梶田　豊（本田統制電話中継所）金田　治（大田区山王）. 加納　実（葛飾区本田立石町）. 釜田五郎治（岩手電気通信部）. 神瀬　昭（読売テレビ）. 上村精一郎（戸塚物部無線社宅）. 亀山恒一（大田区新井宿）. 河井武彦（名古屋市中区老松町）. 川上照寿（横須賀市追浜町）. 川野啓治（横浜市南区大岡町）. 神原　則（水戸市神崎町）. （キ） 菊地　瑛（三鷹市下連雀）. 鬼島英雄（関東電気通信局）. 木練清蔵（巴川製紙）. 木村貞雄（毎日新聞社）. 木村兵二（新三菱重工）. （ク）熊谷和夫（森岡市茶畑）久米　稔（松下電器）. 黒部久雄（九州電波監理局）. （コ）古賀憲治（八幡市大字引野）. 小串　繞（ラジオ熊本）. 国府康昌（渋谷区代々木初台町）. 小関　務（岩手県電力局）. 小林一博（北多摩郡東村山町）. 小林国治（浜町分局）小林千之（名古屋市昭和区荒田町）. 駒田和民（杉並区阿佐ケ谷）. 小松秀雄（高知市室町）. 小和田明（名古屋市千種区猪高町）. （サ）相楽　和（三菱造船）. 佐々木徳一（中野区氷川町）. 佐田　猛（諫早無線受信所）. 佐藤　真（文京区丸山町）. （シ）志賀　寛（目黒区自由ケ丘）. 柴田忠泰（尼崎市塚口）. 島田富男（練馬区南町）. 志村好信（横浜市磯子区磯子町）. 白土義男（荒川区尾久町）. （ス）清宗五男（茨木市田中）. 鈴木靖夫（函館市湯倉町）. 鈴木嘉郎（世田谷区祖師ケ谷町）. 須田昌宏（世田谷区祖師ケ谷町）. 須藤勝幸（中央区新佃島東町）. 住田俊宗（中国電気通信局）. （セ） 関谷　昇（NHK）. 関谷　宏（世田谷区世田谷）. （タ） 高木秀雄（昭和電線電纜）. 高道尚一（富山市高原本町）. 高橋　修（明石製作所）. 高橋和明（逗子市新宿）. 高橋健策（金沢鉄道監理局）. 高橋静男（電源開発）. 高橋新三（山民窯業）. 高橋　学（諏訪市）. 田鎖幸雄　電々公社保全局）. 田口　繁（中野区鷺の宮）. 田口範三（日本楽器）. 竹内康太郎（東京高周波電気炉）竹内良純（広島中央放送局）. 武貞　肇（三菱電機）. 田中茂利（京大工学部）. 田中靖三（箕面市西小路）. 田辺隆治（千葉県柏市緑ケ岳）. 田村祥一（豊島区池袋）. （ツ）塚田正治（中部電力）. 柘植茂二（品川区大井元町芝町）. 辻村省治（名古屋市南区豊郷町）. 土屋　登（静岡県駿東郡裾野町）. （テ） 寺尾　孝（東北電気通信局施設部）. （ト） 徳永次男（福岡中統制電話中継所）. 戸田和夫（杉並区西高井戸）. 友枝　参（世田谷区祖師ケ谷）. 鳥山　元（大田区上池上町）. （ナ） 仲　春男（板橋区小山町）. 永江悟朗（近畿電気通信局）. 長岡貞一（NHK）. 中川清水（三井三池製作所）. 中村嘉平（名古屋市昭和区楽園町）. （ニ）新田秀夫（新宿区百人町）. （ヌ）沼田誠作（調布市入間町）. （ノ） 野口信治（文京区竹早町）. （ハ）橋田慶蔵（大阪市旭区生江町）. 橋本　保（松山市新玉町）. 馬場照明（横浜市戸塚区戸塚町）. 馬場輝久（神戸市兵庫区松本通）. 羽深法雄（福岡市西新上野町）. 浜地泰成（九州電力福岡支店）. 林　千博（京都大学工学部電気工学教室）. 原　弘（大田区雪ケ谷町）. 原田一安（隼人放送所）（ヒ）比嘉勝美（沖縄石川市東恩）. 疋田　清（長野市北条町）. 彦坂敏正（横須賀市上町）. 平松秀一（札幌市南六条）. （フ）福沢徳一郎（市川市北方町）. 福島　徹（電々公社代々木寮）. 古谷　実（下関電話局）. （ホ）鉾之原勇（福岡中電話中継所）. 堀　清也（日本コロムビヤ）. 本田史朗（松下木材）. （マ） 前田賢一（大阪市旭区伊藤忠倶楽部）. 松井徳益（品川通信工業）. 松井敏夫（電々公社アパート内）. 松岡茂朗（松下電子工業）. 松田一雄（三鷹市上連雀）. 松原忠勝（国鉄四条畷変電所）. 松元　仁（中央区八重洲町）. 丸山昇一（浦和市岸町）. （ミ）三浦幸雄（青森無線中継所）. 三沢　喬（栃木県塩谷郡矢板町）. 溝口三郎（草加市谷塚町）.

三田村良治（静岡市水落町）．峯岸 正（浦和市下木崎）．三野 昇（武蔵野市吉祥寺）．宮崎元雄（名古屋市昭和区神村町）．宮本昌祐（練馬区田柄町）．（ム）武藤孝行（大牟田市大字田隈）．村上茂尚（名瀬地区電報電話局）．村田光史（新宿区戸塚町）．（モ）本永朝雄（目黒区自由ケ丘）．望月徹英（岡山県和気郡日生町）．盛 竜雄（亜細亜製作所）．毛利悦造（松下電器）．森田克己（宇治市宇治町）．森沢一司（松下電子工業）．森 義彰（須崎市中町）．吉田勝（松山市魚町）．（ヤ）山口健之（大阪市東住吉区平野新町）．山口 博（奈良市芝辻西町）．山口静夫（NHK甲府放送局）．山田 卓（NHK清明寮）．山田哲夫（品川区上大崎）．山名照雄（横浜市港北区篠原町）．山村陽洋（大田区下丸子町）．（ヨ）横沢典男（日立製作所）．横田弥三（世田谷工業高等学校）．吉沢二郎（西宮市松山町）．吉田五郎（中野区上の原）．吉田 仁（横浜市港北区篠原町）．米倉 晃（NHK和泉寮）．吉野卿一（亜細亜製作所）．（ロ）六島 尚（大阪市東成区大今里町）．（ワ）渡辺高三（江戸川区小松川）．（特）海上電機研究所．河端製作所．近畿大学理工学部電気工学教室．三洋電機半導体研究所．東京セレン工業．東京電波工業．松江放送局．ラジオ山口技術部

35年3月号から停止 （109名）

（ア）青木俊男（昭和電子）．秋山格之助（大田区堤方町）．秋山英雄（横浜市鶴見区駒岡町）．芦村善通（三洋電機）新井 健（中野区大和町）．荒木康晴（箱根電話中継所）．有馬瑞来（世田谷区喜多見町）．安藤五郎（秋田市浜田滝ノ元）．（イ）飯田勝二（広島市牛田本町）．池川 茂（電々公社小石川宿舎）．石川清二郎（東北電力岩手通信所）石川信夫（昭和電線高津寮）．伊藤一男（愛知県中島郡平和町）．伊藤幸之助（江東区砂町）．井藤平八郎（大日本印刷施設課電力整備係）．糸賀邦夫（関東電気通信局施設部機械課）．八幟 勇（甲府市古府中町）．岩室常人（世田谷区世田谷）．（ウ）上田武治（稚内放送局）．内山直智（日本光電工業）．（エ）枝広裕介（新三菱重工）．（オ）大矢利夫（川崎市小杉）．沖 允人（名古屋大学工学部）．小田富士夫（ペンシルヴアニヤ大学）．尾台真一（目黒区自ケ由丘）．鬼沢茂夫（大田区馬込東）．（カ）開沼 啓（練馬区中村南町）．香西 寛（藤沢市辻堂）．加田五千雄（練馬区中村南町）．川井 毅（大阪府豊中市本町）．川雄芳也（熊本放送局清水放送所）．河村芳久（中野区上高田）．川本裕司（電源開発電気部通信課）．菅野精一（大田区馬込東）．（キ）城所三夫（大阪市旭区大宮町）．木村六郎（読売テレビ放送）．（ク）窪田忠弘（港区麻布北日窪町）．（コ）河野常生（関東電気通信局保全部）．小沼幸雄（南多摩郡七生村）．（サ）齊藤清高（新宿区戸塚町）．斉藤 博（仙台統制無線中継所）．斉藤 実（長野県埴科郡埴生町）．佐藤秀雄（岩槻無線宿舎）．佐藤仁彦（福岡電話局）．（シ）品川 弘（金沢市泉野町）．篠宮郁男（調布市深大寺町）．渋谷多喜夫（目黒区中根町）．島田博一（武蔵野市吉祥寺町）．白石純一（神戸工業）．（ス）菅原宣之（名古屋市千種区小松町）．（セ）関 純子（豊島区西巣鴨）．（タ）高桑新平（名古屋市瑞穂区川澄町）．城高章正（鹿児島統制無線中継所）．高田泰男（武蔵野市吉祥寺）．高橋 徹（京都市左京区田中樋の口町）．高比良唯治（佐世保市早岐）．高柳晃（電々公社施設局）．高山清策（浜松市松城町）．竹中正雄（川崎市小田町）．田中義勝（文京区駒込富士前町）．谷崎生三（長岡市西千平町）．種田 彬（練馬区中村南町）．丹野武實（電々公社）．（ツ）角田邦夫（八欧電機）（ト）土井 隆（三洋電機）．戸嶋芳郎（豊島区巣鴨）．土肥正博（品川区豊町）．（ニ）西田利雄（西田通信機製作所）．西松武一（豊中市岡町）．新田邦夫（盛岡放送局）．（ノ）野村淳忠（東芝小向アパート）．（ヒ）広 金康（大阪府大東市住道）．広島立己（杉並区井萩）．広瀬隆清（横浜市港北区篠原町）．（フ）深沢嘉忠（武蔵野市西窪）．藤沢久夫（港区芝白金三光町）．古田 忠（東京電気通信局）．古屋照雄（武蔵野市西窪緑町）．（ホ）穂積光夫（電々公社）．堀 正光（市川市新田）．堀木欧一郎（大田区新井宿）．（マ）前田 章（足立区長門町）．松尾五郎（朝日放送）．松田譲二（八欧電機研究所）．松本一夫（杉並区久我山町）．松本喜十郎（名古屋市千種区大島町）．丸岡洋二（近畿電気通信局）．（ミ）三重野博司（豊島区高田本町）．溝口哲治（伊那市興亜電工）．三橋 堯（伊丹市昆陽町東雲）．三宅通義（京都市上京区小山東玄以町）．南 宗宏（川崎市東古市場青雲寮）．宮崎 清（坂本研究所）．宮田 稔（尼崎市杭瀬寺島）．宮森 薫（板橋区板橋町）．（ム）陸田雄吉（世田谷区上馬町）．村岡代介（小倉市板櫃大沼）．村越和敏（千葉県流山町）．村松俊郎（岩槻市）．（モ）森川修一（横浜市神奈川区松ケ丘）．（ヤ）安富正道（枚岡市六万寺町）．山下 真（大田区入新井町）（ユ）豊 義秀（練馬区中村南町）．（ヨ）吉田正命（東亜電波工業）．吉村信三（杉並区井荻）．米山喜雄（三原電報電話局）．（ワ）和木主彦（広島中央放送局比治山放送所）．和田美貞（八王子市小宮町）．渡辺信敏（日本ビクター）．

35年6月号から停止　(151名)

正員（ア）青山光久（中野区江古田2の88晴風荘内）．浅見秀司（渋谷区長谷戸町22）．東　俊之（春日井市浅山町1310県営住宅19号）．荒木淳三（中野区鷺宮1の226）．有馬史村（八代市豊原下原電々社宅）．有賀幸信（世田谷区玉川中町1の56）．（イ）伊佐国一（渋谷区代々木富ケ谷1429代々木富ケ谷寮）．石川　博（焼津市焼津539の3）．石原脩三（刈谷市大字刈谷字元中根南11）．磯野　実（高崎市常盤町41）．印南未衛門（ラジオ高知）．岩瀬新午（三洋電機半導体研究所）．（ウ）宇佐美幸雄（渋谷区千駄ケ谷5の902日立ハウス）．宇治幸朝（和歌山市平岡76）．宇野　尚（茅ケ崎市小和田4538）．（エ）江頭俊之（日電玉川事業所）江田泰通（宮崎市老松通1の25）．遠藤正孝（札幌電話局）．（オ）大島良典（名古屋搬送通信部）．大角春夫（東陽工業）．太田　浩（国鉄）．黄　延　福（石川トレーディングコンパニー）．大貫　明（金石舎研究所）．大矢　隆（名古屋市中村区中村町1の101）．岡田方久（東　映）．小倉敬一郎（杉並区永福町161）．落合喜三次（豊橋市松葉町146）．音居久雄（大日電線）．（カ）片岡　恭（杉並区方南町92小林方）．神沢　等（鈴鹿市白子町北社宅）．河井淳二（不明）．川池憲一郎（甲南電気）．河野幸雄（徳島電話局）．（キ）木村俊男（名古屋市千種区田代町字瓶入1の1）（ク）久保菊雄（目黒区下目黒2の335箕輪方）．久保雄一郎（電々公社）．糸沢郁郎（練馬区貫井町427）．栗原淑夫（三井鉱山三池工業所）．（コ）小竹兵次郎（市川市真間119）．木庭　功（鹿児島電話局）．小林　彦（文京区大門町26）．（サ）桜木俊彦（新潟電気通信部施設課）．佐藤達男（東海大学）．佐分利治（不明）佐山正司（杉並区荻窪1の86）．沢田哲夫（大船市大船560）．（シ）塩野谷隆（板橋区志村中台町1317の16）．柴田充生（箕面市桜町698）．柴山敏明（鎌倉市岡本47）．島田武治（八俣送信所）．清水勤二（名工大）．（ス）鈴木乾一郎（NHK技術現業局）．砂石光雄（北海道通信局）．（ソ）曽我政弘（豊中市刀根山1の16の1黒木方）．（タ）高橋　顕（松下電器貿易輸入部）．高本保夫（長崎電話局）．田川遼三郎（北大）．田島久治（豊島区長崎町3の35）．田中貞彦（名古屋市中村区岩塚町字小鴨25の6）．（ト）徳崎義信（山光社）豊福　　広島市東雲町電々公社東雲寮．（ナ）中島治久（電々公社荻窪工場）．仲瀬一彦（大阪中央放送局）．長田昭一（昭和電線電纜）中野道夫（菱電社）．中村　次郎（世田谷区上馬町2の191）中村禎昭（名古屋市中央放送局）．永山　克（広島中央放送局）．南　保雅（帯広無線中継所）．（ニ）西田俊夫（八尾市大竹828）．（ノ）野崎慶治（世田谷区下馬2の62）．（ハ）浜野久平（釧路市鶴ケ岱1の3）．田浜　博（阪大）．林　義雄（松下電器東京特販営業所）．原　重義（杉並区下井草町186）．（ヒ）平野公夫（大田区東蒲田4の5石坂方）．（フ）船橋勝右エ門（電々公社荻窪電気通信工作工場）．朴炯義（天理市川原城北2）．（ホ）保坂陽一（甲府電話局）．堀江正行（九州通信局）．（マ）牧野良治（目黒区上目黒5の2420）．松浦栄行（岐阜県揖斐郡春日村川合）．松田任啓（京都府相楽郡精華町字菅井）．的崎　健（東芝玉川寮）．（ミ）溝口　実（南多摩郡日野町多摩平団地79号棟402号）．宮坂重郷（アレキサンダータ－ク商会）．宮下富夫（長野市中越154）．宮前信一（大阪府南河内郡美原町大字阿弥20の1）．宮本庸一（横浜市港北区篠原町175）．（ム）室住熊三（鹿児島大）．（モ）森　政弘（目黒区上目黒6の1488）．（ヤ）谷田部栄一（横浜市南区永田町1196）．薮野直亮（鎌倉市大町字西町961）．山田治郎（関東管区警察局山梨県通信出張所）．山田俊治（横浜市神奈川区西神奈川町5の153）．山本利信（浜松放送局）．八幡恵介（日電日新寮）．（ヨ）吉岡哲夫（世田谷区豊町5の105）．

准員（イ）伊藤栄二（名古屋市中区新栄町6の25）．伊藤智之（名古屋市中区南外堀町2の4）．岩本雅民（武蔵野市吉祥寺防長教育会）．（ウ）内海義明（釜屋電機）．宇山　登（大阪市住吉区粉浜東之町1の23久保田鉄工帝塚山寮）．（エ）江川　進（品川区南品川5の177）（オ）大江宏治（品川区西中延2の238）．大和貞治（品川区澳州248東寮）．小川　明（新宿区大久保町2の342 KDD 新宿分室）．（カ）加世田一三（文京区富坂町2の4橋本方）．片野正敏（世田谷区砧町206 NHK 清明寮）．加藤幸彦（名古屋市千種区城木町1の24）．川島真知夫（千葉県茂原市下永吉日立早野寮）．（キ）菊地　恵（仙台市角五郎丁30）．岸川英三（横浜市港北区大豆戸町字安山東芝菊名寮）．木島貞郎（練馬区小竹町2386江内方）（ク）草刈成之（仙台市大町松下電器仙台営業所）グナティラカ（杉並区西荻窪3の127）．桑原　洋（杉並区阿佐ケ谷1の763）（コ）小坂晃義（横浜市港北区新吉田町1525の27）．興石　陽（世田谷区世田谷5の3156）．小田部宗倫（不明）．小林整功（北海道電力）．

古村　光（青森県北上郡十和田町大字奥入瀬字蔦国有林 122 東北電力十和田発電）．（サ）佐々木　敬（大阪府吹田冒区内味舌国鉄寮）．　佐藤隆史（日立市成沢町 1751 日専寮）．　佐藤文昭（千代田区神田駿河台 3 の 3）．佐藤　寛（大阪市旭区大宮町 5 の 30）．　里見義康　（日本無線）．　（ス）　周 滄 滇（中国台湾省台北市武昌街一段 36 号）．　（タ）高木正男（川崎市下沼部 1923 森方）．高橋一哉（日立市成沢町日立日専寮）．隆高橋久（日本テレビ放送網技術局）．高橋正美（柏市日立西台 86）高山雄一（千葉市長州町 1の 80）．武内令典（三菱造船平戸小屋寮）田中乙次（品川区豊町 2の 1356 恩田方）．玉 田　堯（名古屋市熱田区五番町 3の 23）．（ト）戸田久良（名古屋市千種区大島町 2 の 30 大橋方）．飛田　進（目黒区上目黒 1 の 77）．（ナ）中北倫男（横浜市港北区大豆戸町安山 217 東芝菊名寮）．長田　朗（大阪市阿倍野区長池町 32 富士アパート）．中山梅雄（名古屋市千種区清住町 3 の 44）．（ニ）西垣　守（神戸市生田区栄町通5 丁目富士交易）．（ノ）野本吉二（大田区調布嶺町 2 の 7 笠原方）．（ハ）橋口　博（目黒区原町 1 248 安田方）．（フ）藤井　徹（藤沢市辻堂西町 1460 白井方）．（マ）前田正博（西多摩郡福生町志茂 135）．槇田康男（板橋区四葉町 1033）．松本充介（熊本県荒尾市増永 300）．（ミ）宮木健吉（世田谷区北沢 5 の 879 野村方）．（ム）向井正秀（丸の内地区電話局霞ケ関分局）．（ヨ）吉丸郁久（佐賀県三養郡三根村統命院）．

居　所　不　明　者 （35. 11. 15 現在）　（68 名）

（ア）相沢一光（光洋電器）．　秋山英雄（横浜市鶴見区駒岡町 234 三ツ池病院内）．　荒木康晴（神奈川県足柄郡箱根町箱根電話中継所社宅）．明石　甫（世田谷区玉川等々力町1の 7）．（イ）石井　孝（名古屋市千種区小松町 1の 7 小松寮）．石田順一（愛知県愛知郡鳴海町細根公団住宅 28－210）．（ウ）上原　清（川崎市小杉町 3 の 262 小杉荘内）．　（エ）　江戸信幸（川崎市二子字講落耕地 687 寿荘）　（オ）　長田史荘（中野区上町 40 岡本方）．（カ）川野哲治（横浜市南区大岡町 715）．　（キ）菊池重彦（新宿区上落合 2 の 8104 明荘 11 号室）．　（ク）久保　忍（福岡市横平字坂本 601 井尻寮）．（コ）香崎銀博（阪大工学部）．（サ）斉 藤　実（長野県埴科郡埴生町寂蒔 990）．　齊藤清高（新宿区戸塚町 3 の 143）．　佐甲哲三（千葉市稲毛町 2 の 4）．　（セ）　瀬川　馨（電々公社保全局電信機械課）．瀬崎広泰（新宿区信濃町 23 の 7 実川方）．（タ）武正礼二（北区稲付町 3 の 42）（ツ）角田丘重（横須賀市大津町 2 の 9 斉藤方）．（ト）戸川隼人（新宿区上落合）　（ヌ）沼田誠作（調布市入間町1 の 517）．ドナルド・オーボーン（横浜市中区山下町 82 徳永ビル）．（ナ）永山盛敏（長崎市本河内町1の 2700）．（ノ）野本　勉（横浜市金沢区六浦町 3332 角井方）．（ハ）長谷川利治（C/O Institute of International Edncation Dept of or U.S. Ertchange Relations I East Str New York 21 N.Y. U.S.A.）．春田和男（名古屋市西区天塚町 1 の 35）．馬場照明（横浜市）（フ）藤井一明（渋谷区代々木富ケ谷町 1429 公社代々木寮）．古田　忠（公社建設局建設課）．　芳賀淳一（新宿区戸山町 1の1 瀬野方）．　（ヒ）東　敏 彦（葛飾区水元小合町 307　広岡方）．　（マ）　前野時康（長崎市飽浦三菱造船内）．　丸山孔八（杉並区荻窪 1 の 58 之井方）．（ミ）　宮崎静和（名古屋中央放送局）．　（ム）　村上　実（富山県婦負郡和合町布月電波官舎）．　村岡代介（小倉市日明）．（モ）望月　真（調布市金子町 1993小川アパート）．本永朝雄（目黒区自由ケ丘330 本村方）．森　勝紀（吹田市浜の堂町 33の 2）．百瀬宗直（桶狭間放送所）（ヤ）山崎尚男（杉並区天沼 1 の 191 双葉寮）．山田治郎（横浜市南区井土ケ谷上町 84 の 44）．　山崎幹也（埼玉県北足立郡鳩ケ谷町東鳩ケ谷公団住宅）．山 本　孝（甲府市塩部町）．　山本　等　（桶狭間放送所）．山田善明　（大阪府守口市京阪本通 2 の 18 三洋電機内）．（ヨ）横沢典男（日立市助川 1405 日立製所）．　吉沢二郎（西宮市松山町 45 国鉄アパート　B　411 号）．

35 年 3 月 卒 業 者　（電通大）藤野　馨．（法大）堤　守正　（武工大）井上　功．梅本智昭．小笠原栄五郎．岡本吉晴．　古滝常昭．富樫恒之．（東北大）小林久人．桜井伸篤．　（都立大）梶谷勝一．　（日大）　上地政一．池田輝夫．　（名工大）岡本倫夫．（大阪大）岩崎忠彦．岡本　正．（明大）笹井三雄．　（中大）　瀬川四郎．水島和夫

電気通信学会雑誌第438号

第43巻 (昭和35年11月) 第11号

目次

通信測定・特集

新しい測定器の紹介 (中挟黄紙)

論文・資料

表紙写真説明

各種測定装置によって観測されたオシログラム．バックはパラメトロン信号表示装置によって測定された図形．

広告目次

通信測定特集について

編集長　高　木　　昇

最近の通信技術は装置の小形化，通信の多重化を目的としてますます高速度，高周波，高精度の技術が要求されるようになり，あわせて高い信頼度と安定度が大きな問題となってきた．このため装置や方式の最終特性のみが正確に測定されるばかりでなく，それを構成する部品もまた充分精確にその特性が把握されなければならなくなってきた．

装置・機器あるいは各種の通信方式の技術の発展は常にその測定器・測定技術の進歩とともなって行なわれて来たことは今さら言うまでもないが，さらに最近の目覚ましい電子技術の進歩は従来の測定器，測定法の技術に対し大幅な変更を必要とするに至った．たとえば記憶素子としての磁性薄膜素子等においてはそのスイッチ時間が mμ 秒以下を期待するとか，符号伝送が 1000～2500 ボーを対象とし，あるいは線路の 2700 ch に及ぶ多重化，無線伝送機器の超広帯域化はますます高速，高周波の高い測定精度を必要とするに至っている等のことがそれである．

一方，パラメトロン，トランジスタ等の電子部品を多数使用する機器においては，その部品の安定度，信頼度という面の特性を充分確認しておく必要が生じ，ここに新しい測定技術の問題をなげかけるにいたっている．

本学会誌はその特集号において，新しい技術の紹介を部品，装置等について広くおこない，必要とする測定関係事項も各部門ごとに解説研究をしてきたが，上記のように大きく変遷しつつある測定技術，測定器について部品から装置，方式にいたるまで一括して取纒め技術の動向を知ることは，測定関係技術者ばかりでなく，これを縦横に駆使して部品，装置，方式を開発する技術者にとっても必要なことであると考え，ここに通信測定特集を企画した．

その内容は，まず最近の測定技術の質的変化としてディジタル技術，直視技術，高周波技術，高速度技術，高精度技術の開発問題を眺めると共に，わが国測定器工業の現状と将来について種々の問題が論じられている．つぎに個々の測定の問題に入るまえに，第2章として測定器が真に信頼できるものであるかどうかをきめるための測定標準関係として高周波，マイクロ波帯の最近の標準測定について述べると共に，発達する無線通信に欠くことのできない周波数標準の問題について周波数標準値の決定方法，周波数標準装置の現状，標準電波等について述べてある．

第3章には通信に使用されるおもな部品について現在確立されている測定法，および測定精度についてのべると共に技術の質的向上に伴う難点，および部品測定に対して大きな問題になる自動試験装置，加速寿命試験装置等の問題にふれている．さきにものべたとおり電子部品の大幅な導入は生産部門におけるより厳密な製品管理を必要とするであろうし，そのための質的量的測定器の開発がますます要求されてくるであろう．

第4章以下にはこれら通信用電気部品を使用して組立てられた装置・方式について，最終用途上からみた種々の測定技術，測定精度，技術の動向についてのべてある．

従来部品単体としての測定については相当詳しくのべられてきたが，公衆通信に使用される電話機，交換機，伝送無線機器等についてはその目的と最終用途に対する量の把握，その精度の問題はあまり衆知されていなかったのではないかと思う．この点にかんがみて第4章においては用途上からみた各種通信方式の質と量の測定について最近の状態をその部門の第一人者と目される方々に執筆していただいた．これら装置・方式においても小形化，多重化，高速化等にともなう測定技術に対する質的向上の要求がはっきりし，ディジタル技術，自動記録，自動集計技術の採用，光学測定技術の採用等ますます高能率，高精度化がおこなわれると共に，日常その特性の保全管理を行なうための測定機器の能率化が望まれていることがわかると思う．

なお，この特集号をさらに価値あるものとするため寄稿論文中測定器に関するものを掲載すると共に最近の新しい測定器を紹介し読者の参考に供した．

以上述べたような趣旨と構成によってこの通信測定特集を企画編集してきたが，これが測定器技術およびこれを使用する面の技術の向上と他部門の技術の認識に多少でも役にたち，利用する面が生ずるならば誠に幸とするところである．おわりに部品に関する測定の部門でトランジスタについては都合により割愛せざるを得なかったことを深くお詫びすると共に，これについては半導体特集（35 年 4 月号）の「トランジスタの測定法」を参考としていただきたいと思う．

通信測定・特集

特集記事

UDC 621.317 : 621.39

1. 通信測定の現状と将来

正員 森田 清
(東京工業大学)

(1) 進歩のあと

終戦後間もなく電気通信協会の会誌電気通信に“無線測定器特集”があらわれた．このときは信号発生器9種，電波計5種，回路計5種，電界強度測定器2種，その他オシログラフ，抵抗計，容量計等各一種ずつ9件，他に低周波発振器，インピーダンス測定器など各2種ずつという程度の粗末なものであった．

その後無線通信機械工業会の世話で前記特集より遅れること6年ではあったが，昭和 27 年に第1回の通信用測定器総覧が出版せられ，その後第2回は昭和 29 年，第3回は昭和 32 年，第4回は昭和 35 年に出版せられた．第1回のが総ページ 290 ページに対し第4回のものは 750 ページであり，無線に限らず有線の機器も含めその種類の増大と品種の多様性には著しいものがあった．なお第4回の版は電子機械工業会編集となっている[1]．この機器の種類について昭和 27 年と昭和 35 年とを比べるとつぎのようになっている．

表 1

項目	機種 昭和27年	機種 昭和35年	備考
真空管電圧計	16	37	パルス用，広帯域用電圧抵抗計など．
電流計，変流器	12	34	電流分布測定器が新たに加わる
電力計	3	20	反射電力測定，出力計，VUメータなど．
吸収形周波計	13	22	バタフライ形回路をもつ VHF 周波計など．
ヘテロダイン周波計	21	20	
電子計数式周波計	—	21	
抵抗測定器	29	64	超高抵抗計，トランジスタメガオーム計など．
容量測定器	15	26	tan δ 計，直読容量計など．
インピーダンス計	3	17	水晶インピーダンス計，直読インピーダンス計など．
Qメータ	4	9	
ひずみ率測定器	8	13	
変調測定器	1	3	FM 変調計など
無線周波ブリッジ	3	15	超短波インピーダンスブリッジ，並列T形インピーダンスブリッジ，アドミタンスブリッジ等．
雑音測定器	1	3	
群遅延時間測定器	—	3	
パルス式障害探知器	1	4	
電界強度測定器	21	48	TV用電測，UHF 電測，スプリアス電測等．
標準信号発生器	16	54	超短波FM標準信号発生器，FS信号発生器など．
狭帯域信号発生器	—	48	二信号標準信号発生器，TV チャネル信号発生器，中間周波用標準信号発生器など．
掃引発振器	1	49	FM 用，TV チャネル用．ろ波器特性直視装置など．
矩形波およびパルス発振器	—	30	パルスおよび矩形波，ダブルパルス発生器など．
ブラウン管オシロスコープ	12	50	エンベロープオシロ，二現象観測オシロ，など．
電磁オシログラフ	1	3	ペン書きオシロなど．
シンクロスコープ	—	30	二要素シンクロ，メモリスコープ，パルスワイドスコープ等．
電源装置	12	53	
トランジスタ測定器	—	55	
マイクロウェーブ測定器	—	169	電力，周波数，インピーダンス減衰器，結合器，マジックT．ベンド，信号発生器，電界強度測定器，スペクトル分析器，インピーダンス直視装置，クライストロン電源，mμ 秒パルス電源など．
テレビ用総合試験装置	—	10	テレビ用マーカゼネレータ，カラーバーゼネレータ，較正発振器等．

以上の表において備考とあるのは，昭和 27 年に比し昭和 35 年度にはここに掲げたような測定器が新たに登場していることを示す．つまり新機種である．なお群遅延時間測定器のごときは昭和 27 年にはまだなかったので，特に備考に何も書いてない．また総覧では各測定器の名称について各社の商品名をそのままに用いてあるので，見掛け上何か新らしい測定器である

* 1-Measurement of Electrical Communication System and Apparatus.—Present and Future—. By KIYOSHI MORITA, Member (The Tokyo Institute of Technology, Tokyo). [資料番号 4828]

ように見えても実は内容としてはほとんど以前と変わらないものもあるから，それらは備考の記載から省いてある．機種が非常に増えていてその割に備考欄に記事のないのがこれに相当する．

以上の表は，すべての測定器類を網羅し尽したものではない．たとえば音響関係測定，検波器変調度計など省略している．これを考えしかも全体を通覧して見ると大きな進歩の跡が，電子計数式周波計，シンクロスコープ，トランジスタ測定器，マイクロウエーブ測定器，パルス発生器等の姿で認められるのである．

（2） 内容の検討

進歩の著しいものの内，特に記述する価値あるものはオシロスコープ，ディジタル技術，直視方式，および精度確度の向上であろうと思われる．

(a) オシロスコープとシンクロ

かつては定性的に波形観測装置として用いられていたブラウン管オシロが，今では時間の測定器，電圧の測定器として使われている．すなわち信頼し得べき標準発振器から時間軸を作って横軸にとり，縦軸には較正された電圧目盛を入れている．電子線の偏向感度そのものは昔も今も変わりないが，使用の便を考えて縦振れ調整用減衰器にも目盛りをつけている．Sampling Oscilloscope[2] といわれるものでは被試験波形に対し mμ 秒 (10^{-9} 秒) 程度の幅のパルスを使って同期した Sampling を施し，波形の示す瞬時値を読取る．そしてこの Sampling する時間的な位相を徐々にずらして被試験波の一周期にまでおよぼせば，結局全波形がポイント，ポイントで数値的に読みとれる．またこれを X-Y Recorder にかけて波形をグラフ上にゆっくり再現させることもできる．

ここに X-Y Recorder とは直交二軸を座標とするペン書き Recorderであり，サーボモータの駆動によって $X=X(t)$，$Y=Y(t)$ なる二つの従属変数を $Y=f(X)$ の形にグラフ上に書きあらわす装置で，$f(X)$ の形にはヒステレシス，不連続が含まれていても差支えない．この Sampling Oscilloscope は定常周期現象にしか使えないのが欠点ではあるが，100 Mc 程度の高周波の波形も精密にグラフに書ける所に特徴がある．

シンクロスコープは，きょ歯状の時間軸，しかしそれもただ一個だけのきょ歯状波（つまり一つの三角波）による sweep に被試験波をのせるべく one shot trigger を用いている．しかも一つの三角波（◿）と，つぎの三角波との間の時間々隔は，従来のいわば連続的なきょ歯状波電圧とちがって，任意に調整できるから都合がよい．反復される過度現象波はもちろんのこと，時間的に多少不規則に生起する現象に対しても，この synchroscope なら自動的に被試験波が lock されて観測に便である．

(b) ディジタル化

周波数を観測するのに吸収形波長計を用うる時代はすでに過ぎ去ってヘテロダイン周波計が用いられている．このタイプに属する較正用周波数計では一般に標準周波を基調とする較正ずみの既知周波数と被測定周波数との僅少の差を，ブラウン管その他で指示する方式が広く適用されている．しかし最近は周波数値そのものの表示を digital 化する傾向が盛んになって来た．この方式では計測時間を，たとえば1秒と限ってその間に到来波の波数がいくつ来るかをパルス技術により10進法で算え上げネオンランプで表示する．1秒たったら reset し初めから算え直す．計測時間は計数時間ともいわれるが，これは1秒の他10秒の setting があり，0.1 秒の setting があり，最短は 10^{-3} 秒もある．

この考えの逆を使って測定すべきものが周波数でなく時間々隔である場合は，測定器自蔵の標準発振器から出る標準周波数を基準とし，その幾サイクル分が被測定時間幅の内に含まれるかということから時間幅を知るのである．

Digit の考えは最近の計器類，たとえば電圧計，電流計にもあらわれている．電圧を指針の動きで示す従来の指示電圧計の代わりに直接に読みを，たとえば +4.57 V などと数字で文字盤上にあらわすのである．これは Decimal Rate で区分された Comparator を自蔵し，たとえば初めの数字が4より大，5よりも小さいことを確認して4を読み出し，つぎには小数点1位の数が5よりも大，6よりも小さいことを確認して 0.5 を読み出すというような考え方によってできている．この形の計器は指針形計器に比し読み取りに個人差がなく，大量の部品，たとえば抵抗器，の測定をつぎつぎに際限なく行なうのに具合がよい．またこの digit 出力を近頃はそのまま Printer に入れ record する形のものが現われオートメーションにも役立っている．digit 指示に要する時間は relay stepping switch を用うるもので 1～2 秒，電子式のもので $\frac{1}{2000}$ 秒という．また大小比較決定の可能な感度は 0.1 mV 程度のものである．

(c) 直視方式

ろ波器の周波数特性を掃引発振器を用いて直視できるようにする技術は決して新らしいものではないが，次第に測定を迅速に行ない，また直接視覚に訴えるような方式のものが盛んに製造されるようになった．Hewlett Packard 社の Noise Figure Meter などもその一例である．ここでは雑音源を自蔵し，これを問題となっている増幅器の入力側に挿入したときと，しないときとこの2つを連続交互切替え，出力側にあらわれる雑音量の比を求めて，これより雑音指数を指針でスケール上に指示する．測定範囲は 0～15 dB または 3～30 dB で精度は ±0.5 dB という．

マイクロ波における複素インピーダンスは，これを伝送系たる導波管の特性インピーダンスで正規化するとき，この導波管に対する複素反射係数は Smith Chart 上の一点であらわすことができ，したがってまたインピーダンス値もわかる．これをそのままブラウン管けい光膜上にあらわす計器も近頃工夫されつつあり，本年札幌での電気四学会連合大会にもこれに関連する発表があった[3]．

(d) 確　　度

測定器の確度も年々向上している．例を電圧，電流，電力計にとれば下表のごとくである．すなわち，まず直流指示計器ではその級別の呼称と許容誤差との関係が昔と今とでは下表のように異なる．

1936 年 頃	
分　　類	許容誤差
特別精密級	定格値の ±0.4%
精　密　級	± 1 %
普　通　級	± 2 %
準普通級	± 4 %

1950 年 以 降	
級　別 (分類)	許容誤差
0.2 級 (最高精密級)	定格値の ±0.2%
0.5 級 (特別精密級)	±0.5%
1.0 級 (精　密　級)	± 1 %
1.5 級 (普　通　級)	±1.5%
2.5 級 (準普通級)	±2.5%

また VHF の電圧，電流，電力計の確度は直流計器に比しもちろん低いが，大体つぎのごとき値になっている．数値は許容誤差を示す．

	年度	
	1943 年	1960 年
電 圧 計	±2～3%	±0.5%
電 流 計	±2～3%	± 1 %

	年度	
	1955 年	1960 年
電 力 計	±10%	± 3 %

精度および確度の向上は周波数計においてよくあらわれている．例を最も一般的なヘテロダイン検波方式のものについて求めると，前記総覧によれば，某会社の製品で，

周波数測定範囲 100 kc～30 Mc のものにつき

	1946 年	1952 年 以 降
誤　差	1×10^{-3}	5×10^{-5}
精　度	5×10^{-4}	1×10^{-5}

となっている．

これら確度の向上は誤差の起こる原因の理論的なまた実験的な究明によって期待できる．その一例として電気通信学会技術委員会に属するマイクロ波電力標準委員会の業績を挙げよう．ここではマイクロ波におけるバレッタ・マウントを試作しているが，その精度が次第に向上している．これは矩形導波管の端部に銀被覆の極微細な白金線（直径 1.6 μ 長さ 2.25 mm 動作抵抗 250 Ω）を入れ（銀はエッチして除去）導波管には矩形穴の resonance iris および inductive iris を装備して，導波管へ流入して来る全電力をバレッタに吸収させ，温度上昇による抵抗変化から電力（最大約 10 mW）を知ろうとするものである．昭30年から昭32年にかけて 4000 Mc 中心に作ったマウントは初めの内メーカよって数%ないし 20% にもおよぶ相互偏差があった．それは同一電力消費に対しバレッタの示す出力が区々なのである．しかし，それはやがて導波管々壁の損失や整合窓の僅かな構造差に基づく損失の差異がその原因であることがわかり，これを改善して後にはこれが 1～1.5% の相互偏差にまで縮めることができるようになった．その後 7000 Mc 中心に，さらに工作精度を上げて 9375 Mc 中心において試作，国際電波科学連合（U.R.S.I.）を通じ米国の N.B.S.，英国の N.P.L. と互いにマウントを交換，性能の比較を行ない，今日では整合が V.S.W.R. で 1.05 の程

度，また電力指示相互のくい違いが 1/10% をもって数える程度にまで至っているのである．

（3） 通信測定今後の問題

電子応用総覧によれば，最近トランジスタに関する各種特性測定器が極めて数多くあらわれているが，これは測定器進歩の本質的なものではない．むしろトランジスタを用いた増幅器や測定電源の小形化の方が意義深い．エリミネータの例をとれば，250 V×500 mA の直流源を交流から得るのに真空管 5Z3 を 2 本用うるとせば，そのヒータだけで 30 W を要し，整流管の体積だけでも約 400 cm³ を必要とする．しかしこれがシリコン整流器になれば体積は僅かに 2 cm³ 程度で足りヒータは不用である．

抵抗，コンデンサ等部品の小形化もますます促進せられねばならぬが，一方設計の合理化によって小形化し得るものもある．たとえば計器用のマグネットはもとは馬蹄形磁石のごとき大形のものを用いていたのに対し，近頃は Core マグネット方式の設計になって Yoke も小さくてすみ，全体が小形化されている．

新しい原理の適用による測定能力の拡大も大切なことである．最近 Hall 効果を用いて数 1000 A の過渡電流を測ったり，あるいはパラメトロンとかメーザを用いて雑音指数の少ない増幅器を作ったり，FM レーダやパルスを用いて線路の不均等性を調べたりなど種々の工夫が見られるが，将来このような電子応用測定の分野はいよいよ拡がるであろう．本年度札幌での電気四学会大会に充分その曙光が見えている．

一方において量産に関連し同一の性能をもつべきはずの部品（たとえば電子計算機におけるメモリコアのごとき）を極めて多量にかつ迅速に流れ作業で特性測定を行なう装置や，そのデータプロセシングの方法，ロットの平均誤差をすぐに求める装置とかいうような方向の研究は，一種の応用計測として今後いよいよその発展が期待されることであろう．

文　　献

（1） "電子応用測定器"．電子機械工業会（1960 年版）
（2） A. S. Farber: "Sampling oscilloscope for millimicrosecond pulses at a 30-Mc repetition rate". R.S.I., 31, p. 15, (Jan. 1960).
（3） 岡村總吾："マイクロ波インピーダンス直視装置"，昭 35 連大 1289.

2. 通信測定標準

UDC 621.3.014/.017].089.68

2・1 高周波標準測定

正員　大森俊一
（電気試験所標準器部）

（1）はしがき

高周波，マイクロ波における通信機器の製造や運用には多種多岐にわたる測定器が駆使されるが，これらの測定器が真に信頼できるものであるかどうかは，その測定量の標準が確立しているか，またこれらの標準に対して測定器が正しく校正されて本来の精度を維持しているか否かにかかっている．電気試験所は電気に関する国家標準の確立を使命としてその推進に努めているが，高周波分野でもより正しい標準の確立に関する研究とこれを供給するための試験を行なっている．

本稿では，通信分野に使用される高周波，マイクロ波帯の最近の標準測定の進歩を展望し，あわせて電気試験所における研究の一端を紹介することとする．なお周波数の標準測定については別稿でとり上げられるので省略した．

（2）高周波帯における標準測定

(a) 電流標準

JIS に採用されている光電式電流標準装置[(1)] は歴史も古く各所で使用されているが，周波数が高くかつ電流が大きい所で誤差が大きくなり，再検討すべき時期である．水素入り電球の使用も考えられるが，不安定で標準として不適当で，むしろ簡単な熱電対を用いた電流計の方が誤差が少ない場合が多い．古くから使用されている熱電対形電流計については時折り文献が見られる程度である[2)]．

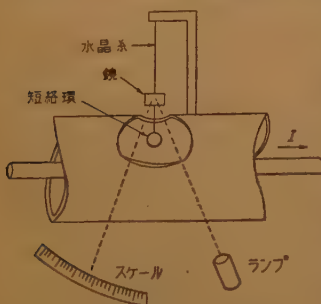



図1　短絡環式電流標準

一方，絶対測定のできる電流力計形電流計，たとえば短絡環式電流計は，周波数が高く電流の大きい所でとくに有用であり精度もよい．図1は電気試験所の短絡環式電流標準装置の原理を示すもので，補正なしに 1～30 Mc の範囲で 500 mA～100 A 以上を 0.5% の精度で測定できる[(3)]．この方式は原理的には周波数，電流値の上限がない．

(b) 電圧標準

電圧測定には低周波から高周波，微小電圧から高電圧まで広範な測定対象が考えられる．低周波（交流）電圧の標準としては，いわゆる交直比較器を用いる方法が一般的で，熱電対を用い，直流電流に対する場合と同じ熱起電力を示す交流電圧を求めるもので，数 10 kc，数百 V までの電圧校正が精度 0.5% 程度で可能である．一方高周波電圧の標準としてはサーミスタブリッジを用い[(4)]，電力測定の原理にもとづいて電圧を求める．特殊マウント板に装着した2個のビードサーミスタを等辺ブリッジの一辺に入れ，サーミスタに加えた高周波電圧を直流電圧と置換してもとめるもので，このサーミスタブリッジを安定な直流および高周波電源と組み合わせて 500 Mc まで 0.1～1 V の標準電圧が精度 ±0.5%程度で得られる．このサーミスタマウントには市販電圧計のプローブが挿入できる円筒同軸形アダプタを付して測定する．図2は測定原理図で，スイッチを DC，HF いずれに倒しても平衡がとれたとすると高周波電圧 V は次式でもとめられる．

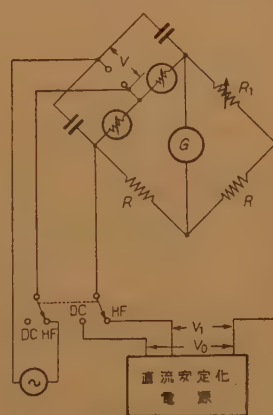



図2　電圧計校正用サーミスタブリッジ

$$V=\frac{1}{2(1+\alpha)}\sqrt{\alpha(V_0^2-V_1^2)}$$

ここで α は2個のサーミスタの抵抗比（>1）である．なおサーミスタの高周波コンダクタンスは直流値

* 2.-Standards in Electrical Communication.
2.1-Standards in High Frequencies. By SYUN-ICHI OMORI, Member (Electrotechnical Laboratory, Tokyo). [資料番号 4829]

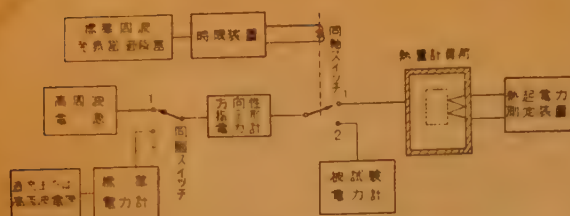



図3　0〜2000 Mc 置換熱量式電力測定装置

と等しいことが必要である．

(c)　電力標準

高周波の電力を測定するのに熱絶縁された高周波負荷を用いて熱的平衡状態になったときの温度上昇から求める方法は，比較的精度がよい．しかし測定に長時間を要するので，電源の安定度が問題になり，さらに高周波負荷にも大容量のものが必要となるのでインピーダンス特性もわるくなる．

電試で最近完成した高周波電力標準装置[5]は，一定時間（5〜60 秒位）一定電力を加えたのち，最高上昇温度を熱電対列で測定し，DC との置換測定で電力を求める熱量計式同軸形電力標準装置で，図3はその構造図を示す．ここに用いた電磁開閉同軸切換スイッチは，OFF 時の損失は 20〜30 Mc で 90 dB，2000 Mc 以上でも 60 dB 以上，VSWR は 12,000 Mc まで 1.2 以下，ON 時の損失は 2000 Mc で 0.02 dB 位のもので，DC から 3000 Mc までにわたり 1〜300 W の電力を精度 ±1% で測れることを確かめている．この電力標準測定器は，別に試作した電磁力検出形電力標準と比較して ±2% 以内で一致した．

電力計の校正には良質の大電力電源を必要とし，従来その設備に不自由していたが，電試では最近にいたり，きわめて低わい率で大出力（160〜260 W）の電源を完成した．周波数範囲は 500 kc〜170 Mc および 300,400,500 Mc で，電力計の校正試験に実用中である．

電力計の校正は電磁しゃへい室で行なうが，経済的な一重鉄板（0.45 mm）を用い，150 Mc で 120 dB 以上の高い減衰損を有するしゃへい室[6]を完成し，面積約 23 平方メートルで，室内は 23°C±0.05°C に温度調節している．

(d)　インピーダンス標準

インピーダンスの標準としては，標準素子自体と測定法の二つにわけられる．同軸帯の高周波標準素子としては，標準抵抗器と標準リアクタがある．標準抵抗器には図4に示す同軸形抵抗器と指数関数形抵抗器が従来多く使用されてきた．同軸形抵抗器は，直流抵抗 R と直径比をえらべば，純抵抗または抵抗分に周波数特性のないものが得られる[7]．また，同軸形抵抗で $\frac{R}{Z_0}=\sqrt{5}$ として抵抗分の周波数特性をなくし，さらに補償を加えることによってリアクタンス分を零にしたものもある[8]．これらは主として 500 Mc 以下で使用される．さらに高い周波数では，指数関数形抵抗器[9]が使われる．この形のものでは，たとえば 4000 Mc まで VSWR が 1.08 程度のものが市販されている．

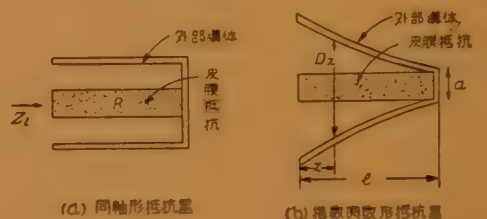



図4　標準抵抗器

この指数関数形抵抗器よりもさらに厳密な電磁界解析を行なった結果，トラクトリアル形抵抗器[10],[11]が出現した．試作した結果からみて，これは現在もっともすぐれた特性をもつものと思われる．

つぎに標準リアクタとしては，無損失固定短絡同軸管のリアクタンスの理論値を採用しているが，精度の検討に多少の問題が残されている．

以上の標準素子にはいずれも同軸コネクタを使用するため，結局はコネクタの精度いかんに左右されることが多いので，コネクタにおける微小反射を正確に測定する必要が生ずる．この測定法については，node shift 法が一般に使用され，VSWR で 1.001 程度の精度で測定できるが，最近さらに新らしい方法を用いて 1.0001 よりいい精度で微小反射の測定ができるようになった[12]．一般のケーブルコネクタについても，IEC 規格の制定に関連して検討が行なわれている．

インピーダンスの標準測定法としては，機械的精度のよい定在波測定器による測定がもっとも一般的である．同軸形定在波測定器は，(1) 平行度をよくすること，(2) 測定器と被測定物との間のテーパ部やコネクタで生ずる反射をへらすことの二点にもっとも困難な点が存在する．平行度の改善については，たとえば図

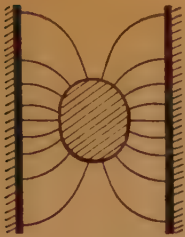



図5　Slab line の断面図

5のような断面をもついわゆる slab line[13] にすれば，機械的精度による誤差を減少できるし，あるいは垂直構造をとることによって，たわみを防ぐこともできる[14]．微小反射の測定については前述の node shift 法により検討が進められている．

(e)　信号標準

信号発生器（略して SG）は受信機の試験調整のみならず，各種測定用の信号源として欠くことのできないものであるが，その信号の出力の校正には信号標準が必要である．信号標準は，微小電圧（電力）の標準に帰着するが，最近は波形，変調，出力インピーダンス等の検討も同時に必要とされるようになった．

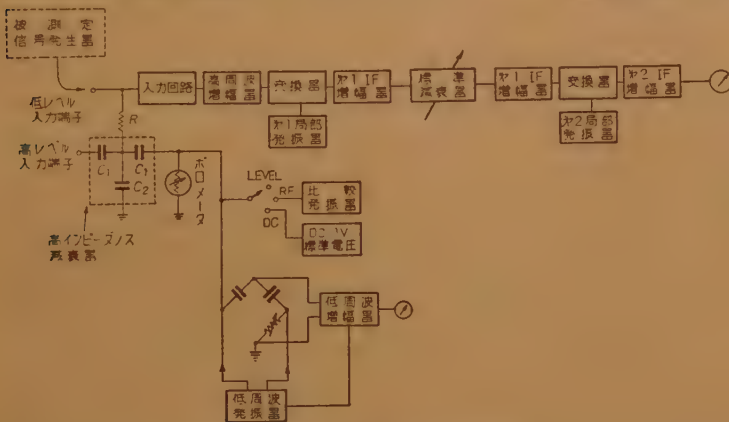



図6　信号発生器校正用受信機の構成

信号発生器の出力電圧は，負荷インピーダンスにより変化するので，校正にあたっては負荷状態を指定する必要がある．一般に信号発生器の校正は，その最大出力付近を標準電圧計または電力計で校正し，つぎにこの電圧を直線性を保った校正用受信機に加え，SG の減衰器の目盛を，校正用受信機の中間周波減衰器に置換して校正するという方法がとられる．

図6は信号発生器の出力電圧校正用にとくに設計した受信機の構成を示すもので[15]，入力出力間の直線性にとくに留意した二重スーパヘテロダイン受信機である．測定法は，まず測定周波数におけるある一点の出力電圧または電力の絶対値をボロメータブリッジにより測定し，つぎにこれを基準としてこれより低い電圧を中間周波減衰器の操作により相対的に測定する．この二段階の測定で約 0.1 μV まで測定できる．

中間周波段に挿入した標準減衰器は，機械的に精度のよいピストン形リアクタンス減衰器で，その減衰量は理論的に計算して決定される．使用中の校正用受信機の性能を表1に示す．

UHF 以上の周波数では，レベル決定はサーミスタブリッジによる直流自動平衡電力計[16]を用いて，精度のよい直流置換法により約 0.5% の精度で電力レベルの決定を行なうことができる．

(3)　マイクロ波帯における標準測定

(a)　電力標準

マイクロ波帯における電力標準測定法としては，ふく射圧による絶対測定法，ジュール熱による方法（カロリメータ法，ボロメータ法など）が主として用いられている．前者の方法については導波管に挿入した金属片の回転片の回転角を測定するいわゆる Vane type の電力計が開発された[17]．その改良形として図7のように2枚の Vane を $\lambda_g/2$ だけはなして吊り，線路への反射の影響を減らしたものがあり[18] これを実用化した X-band 用 10～200 W の電力測器が Wayne Kerr 社から市販されている．

一方カロリメータ法としては，電試でマイクロカロリメータの方式[19]により，7および 10 kMc 帯でミリワット程度の小電力標準を確立した[20]．

図8はその本体部を示すもので，熱絶縁した二つの

図7　トルク形電力計の構造

表 1 信号発生器校正用受信機の性能

	LMHF 受信機	VHF 受信機	UHF 受信機
周波数範囲	50 kc ～30 Mc	20～250 Mc	200～1500 Mc
レベル測定	標準電圧 1 V と比較	同　左	電力測定を別に行なう
測定範囲	120 dB～−18 dB*	120 dB～−10 dB*	最低測定可能レベル 200～1000 Mc ＋10 dB 1000～1500 Mc ＋20 dB
第1中間周波数 (3 dB 低下)	963 kc ±10 kc	17.1 Mc ±100 kc	45 Mc ±1 Mc
第2中間周波数 (3 dB 低下)	455 kc±3 または1 kc	1635 kc±6 または4 kc	2.5 Mc± 50 kc
AFC	な　し	あ　り	な　し
標準減衰器	円筒形ピストン減衰器 80 dB に対し誤差 ±0.05 dB	同　左	円筒形ピストン減衰器 80 dB に対し誤差 ±0.1 dB

* 最低レベルは周波数により異なる．

ボロメータマウントを対称垂直に配置し，一方のマウントを基準として他のマウントにのみ電力を入れ，そのときの二つのマウントの温度差を熱電対列で測定する．カロリメータ本体は $\frac{1}{1000}$deg 以内に制御した恒温槽に浸しておく．

このようなボロメータマウントについて，ボロメトリックな測定値 P_b と，マウント全体に入ったマイクロ波電力値（実際にはこれが必要）P_A との比を実効能率（η_e）と定義して，この η_e がそのマウントについて決定されれば，ボロメータブリッジによる電力測定値 p_b から真のマイクロ波電力絶対値 P_A を知ることができる．すなわちマウントの実効能率 η_e はつぎのように示される．

$$\eta_e=\frac{p_b}{P_A}$$

この実効能率は熱電対列のよみと，直流バイアス電力との関係を種々の入力量に対して測定することにより得られ，電気試験所の標準マウントでは 98～99% 程度の実効能率値を得ている．マイクロ波電力は可変減衰器と高感度検流増幅器の組み合わせにより

図8 マイクロ波マイクロカロリメータの負荷部

0.01% 以内に安定化した．

このカロリメータにより能率値を決定するさいに生ずる誤差は，① η_e を決定するさいの偶発誤差，② 測定器の器差による誤差．③ 等価誤差（直流とマイクロ波の電力をカロリメトリックに校正するために両者のレスポンスを同一とみなしたことによる誤差）にま

表 2 マイクロ波電力標準国際比較結果一覧表

マウント No.	測定場所	ボロメータマウント実効能率値(%)	測定年月 (昭和)
J 9-8	ETL	$98.38^{+0.6}_{-0.3}$	34.8
	NBS (米)	99.1 ± 0.7	34.8
	ETL	$98.92^{+0.6}_{-0.3}$	35.4
J 9-7	ETL	$98.65^{+0.6}_{-0.3}$	34.9
	RRS (英)	96.6 ± 1.5	34.9
	ETL	$99.21^{+0.6}_{-0.3}$	35.4
J 9-9	ETL	$98.73^{+0.6}_{-0.3}$	35.3
	NBS (米)	98.85 ± 0.7	35.4
	ETL	$98.63^{+0.6}_{-0.3}$	35.5
NBS-19	NBS (米)	98.12 ± 0.2	35.4
	ETL	$98.20^{+0.6}_{-0.3}$	35.5
NBS-20	NBS (米)	98.47 ± 0.2	35.4
	ETL	$98.49^{+0.6}_{-0.3}$	35.5

（備考）(1) ETL：電気試験所，NBS：米国標準局，RRS：英国 Radio Research Station.　(2) ……… は誤差範囲を示す．

とめられるが，これらを実験的に求め，誤差として +0.38%，−0.09% という値を得ている．

一方電力標準の国際比較に関する仕事は，通信学会マイクロ波電力標準国際比較調査専門委員会により推進され，URSI（国際電波科学連合）第12回総同のさい，わが国からはじめて提出したボロメータマウントによって行なわれた．これを契機として，その後日米英国間でボロメータマウントを送り交わし，それぞれの実効能率の値を比較した．現在までに米国と5個，英国と2個について比較したが，最近の結果は表2のとおりである．最近では，NBS と電試の測定値が誤差範囲内で完全に一致するというきわめて優秀な結果を得た．従来高周波，マイクロ波領域でこの種の国際比較は周波数を除いては行なわれたことがなく，国際間の学術交流の意味だけでなく，わが国の技術水準が世界的に認められ，ひいては貿易面でもわが国の立場を有利にするという大きな役割を果していると信ずる．さらに今後も電力量とともに他の量についてもこの種の国際比較が行なわれることが期待される．

実効能率の簡易測定法としては，インピーダンス法[21]があるが，在来の経験では測定誤差が比較的大きく，精度を向上するためにさらに研究を要すると思われる．最近 NBS では Reflectometer 技術を応用した改良インピーダンス法で，カロリメータの測定値と 0.5% 以内で一致したと報じている[22]．

最近ミリ波帯の利用が盛んになるとともに，その標準測定についても確立を急がねばならない情勢にある．とくに電力についてはボロメータマウントの能率が極端によくないものもあり，その値の決定のため，早急な標準確立の必要に迫られている．

(b)　インピーダンス標準

マイクロ波インピーダンスの標準測定法としては，従来用いられていた定在波測定器では精度に限度がきて，新らしい方法としてマジックTその他を使用する方法が研究されている．NBS では導波管三分岐回路を使用し，負荷の位相を変えてその VSWR を測定する方法を発表したが[23]，電試では負荷の位相を変化せずに導波管四分岐回路を使用し，位相変化の機能を四番目の分岐にもたせたマジックT使用の新らしい反射系数測定法を考案した[24]．図9で可変短絡器を動かして検出電力の最大最小値をボロメトリックに測定し，その比をとれば電力定在波比が得られる．またアーム1に抵抗減衰器と可変短絡器を接続し，同様の操作によって拡大された定在波比が得られる．この方法はとくに小さい定在波比の測定の場合に有利である．なお位相の測定も定在波測定器と同様に行なうことができる．

マジックTの構造が理想的でない場合は，測定端子

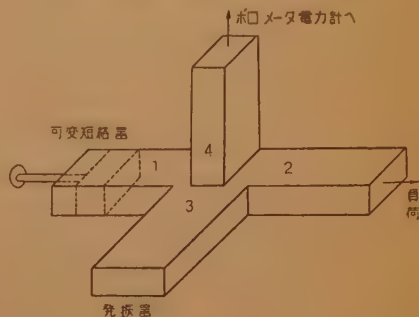



図9　マジックTによるインピーダンス測定

2に整合器をつけ，測定装置の入力 VSWR が可変短絡器の位置に無関係に一定で小さい値になるように調整しておけばよい．

インピーダンス標準器については，反射係数0と1のものが基準になる[25]．反射係数0のものは，可変可動負荷で VSWR が 1.0002 以下（Return loss で 80 dB 以上）[26]のものが NBS で得られているが，電試でも 1.003 以下のものが得られた[27]．

反射係数1のものについては，1/4 波長の短絡導波管で 10 kMc 帯で反射係数約 0.99965（VSWR で約 5680）のものが NBS で得られた．

そのほか，マジックTを用いた可変インピーダンス標準器[28]の研究もある．

(c)　減衰量標準

マイクロ波減衰量の測定には，電力計で比のみを測

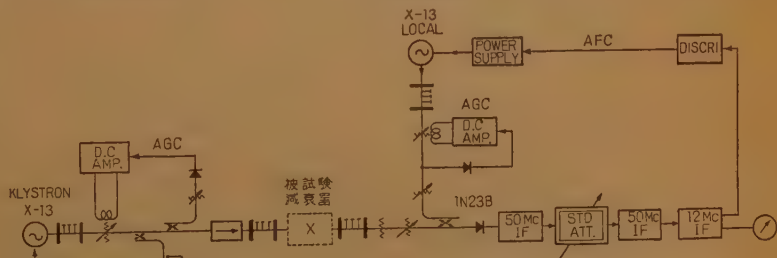



図10　減衰量標準装置

定する直接法と，標準減衰器と比較する置換法とに大別できる．さらに置換法には，マイクロ波で置換するものと，IF で置換するものがあるが，これらの測定法のうち IF 置換法がもっとも実用的に高精度であるとされている[29]．置換法では標準減衰器が生命で，これには理論的に減衰量がきまるピストン形カットオフ減衰器がもっとも好適でよく検討もされている[30],[31]．

図 10 は最近電試で完成した IF 置換法を用いたXバンドの減衰量標準測定装置で[32]，50 Mc の IF 段に入れた標準ピストン減衰器は，変化量 10 dB に対して最大誤差 $\frac{6}{1000}$ dB 以内であり，これを用いて 10 kMc 帯で 0~50 dB の減衰量を，±0.01~0.2 dB/10 dB 以内の誤差で測定できる，測定系はとくに動作の安定に留意し，クライストロン電源の出力電力は，検流計増幅器とフェライト減衰器により $\frac{1}{1000}$ dB 以内の変動に抑え，かつ周波数も AFC 装置で安定化している．

IF 置換法は比較的広範囲の減衰量測定には向くが，微小減衰量の測定には不適当である．最近 NBS で自動平衡ボロメータ電力計を利用して広範囲，高精度の減衰量測定を行なった報告が出た[33]．測定範囲は 0.01~50 dB，精度は 0.0001~0.06 dB という．

（4） む　す　び

標準計測に対する工業上の要求はきわめて広範囲であり，その技術の内容性格からいって，それぞれの要求する精度も異なっている．おのおのの場合に最高の標準が期待されるとともに，実用計測にはきわめて広範囲の内容に対応しなければならない．電気試験所では，産業界の測定精度の向上のために，依頼に応じて高周波計測器のうちとくに基準器となるべきものについて試験を行なっているが，その内容はおおむね表 3 および表 4 に示すとおりである[34]．

表 3　高周波計測器の試験範囲（昭 35.8 現在）

被試験品	試験に使用する方法または機器	周波数範囲	試験範囲	試験精度	備考
高周波電圧計	熱電対形比較器	50, 60, 400, 1000 c/s	0.1~200 V	±0.5%	
	サーミスタブリッジ	10 kc~500 Mc	0.1~1 V	±0.5%	
高周波電力計（通過形，負荷形）	置換熱量計式電力標準	500 kc~30 Mc	1~200 W	±1.0%	準備中
		30 Mc~170 Mc	1~100 W	±1.0%	
		300, 400, 500 Mc	1~150 W	±1.0%	
高周波インピーダンス	定在波測定器 T形アドミッタンス測定器 高周波ブリッジ	400 kc~2100 Mc	約 10 Ω~約 10 kΩ（R, X とも）	±1.2~3%	
高周波インピーダンス測定器	標準抵抗器 標準リアクタ	20 Mc~2100 Mc			
信号発生器	信号標準用受信機	50 kc~300 Mc	0.3 μV~1 V	±5%	
		300~1500 Mc	3 μV~1 V	±5%	
	サーミスタブリッジ	10 Mc~10,000 Mc	0.1 mW~20 mW	±10~1%	
減衰器	信号標準用受信機	50 kc~1500 Mc	0~60 dB	0.2 dB	
発振器周波数	周波数標準器	100 c/s~300 Mc		(5×10[illegible])±1 カウント	

表 4　マイクロ波計測器の試験範囲（昭 35.8 現在）

被試験品	試験に使用する方法または機器	周波数範囲	試験範囲	試験精度	備考
ボロメータマウント	熱量計式電力標準	9375 Mc	実効能率（1~10 mW）	±0.5%	準備中
減衰器	減衰量標準装置	8.20~12.40 kMc	0~30 dB	±0.01 dB/10 dB	準備中
			30~50 dB	±0.2 dB/10 dB	

文　　献

(1) 藤木，北沢：電試彙 **4**，1（昭 15-01）.
(2) Mc Aninch : E.E., **73**, 5 (May 1954).
(3) 相田：昭 30 連大 115：電試彙 **21**，10（昭 32-10）；昭 32 信学全大 61；昭 33 連大 169.
(4) 大森，相田：電試彙 **17**，3（昭 28-03）．および大森：電試彙 **22**，5（昭 33-05）.
(5) 相田，石毛，長塚：昭 34 連大 110.
(6) 相田，横島，長塚：昭 35 連大 226.
(7) D.R. Crosby and C.H. Pennypacker : I.R.E. **34**, 2, (Feb. 1946).
(8) C.T. Kohn : P.I.E.E. **101**, Pt. IV, 6 (Feb. 1954).
(9) 小林：信学誌 **34**，7（昭 26-07）.
(10) C.T. Kohn : I.R.E. **43**, 8 (Aug. 1955).
(11) I.A. Harris : P.I.E.E. **103**, Pt. C, 3 (Mar. 1956).
(12) 石毛：電試彙 **24**，4（昭 35-04）.
(13) W.B. Wholey & W.N. Eldred : I.R.E. **38**, 3, (Mar. 1950).
(14) 岩瀬，大森：電試彙 **22**，4（昭 33-04）.
(15) 阿部：電試彙 **18**，6（昭 29-06）．**18**，7（昭 29-07）および阿部，河原井：電試彙，**22**，11（昭 33-11）.
(16) 大森：電試彙 **23**，5（昭 34-05）.
(17) A.L. Cullen, I.M. Stephenson, : P.I.E.E. **99**, Pt. 4, (July 1952).
(18) 岡村：電学誌 **75**，9，p 804（昭 30-09）．および A, L. Cullen, B. Royal & S.Okamura : Trans. I.R.E. **MTT-6**, 2, (Apr. 1958).
(19) A.C. McPherson, D.M. Kerns : R.S.I. **26**, 1. (Jan. 1955). および G.F. Engen : JRNBS. **63 C**, 1, (July-Sept. 1959).
(20) 桜井，田丸，丸山：計測 **9**，1，（昭 34-01）．S. Omori, K. Sakurai : Trans. I.R.E. **I-7**, 3 & 4, (Dec. 1958)；電試ニュース 91 号（昭 32-08）等.
(21) D.M. Kerns : JRNBS. **42**, 6, (June 1949). および R.W. Beatty, F. Reggia : JRNBS. **54**, 6 (June 1955).
(22) G.F. Engen : Trans. I.R.E. **I-7**, 3 & 4, (Dec. 1958).
(23) A.C. McPherson, D.M. Kerns : I.R.E. **44**, 8, (Aug. 1956).
(24) 田丸：昭 34信学全大，236 および昭35連大，1292.
(25) R.W. Beatty, D.M. Kerns : Trans. I.R.E. **I-7**, 3 & 4, (Dec. 1958).
(26) R.W. Beaty : Trans. I.R.E. **MTT-5**, 3 (July 1957).
(27) 田丸，安達：昭 34 連大，832.
(28) 牧本，横内：信学誌 **38**，p 276（昭 30-04）.
(29) R.E. Grantham, J.J. Freeman : Trans. A.I.E.E. **67**; p 535 (1948).
(30) 稲毛，鏑木：通研成果報告 1162 号.
(31) 阿部：電試彙 **22**，11（昭 33-11）.
(32) 岩瀬，大森：昭 35 連大，1288.
(33) G.F. Engen, R.W. Beatty : JRNBS. **64 C**, 2, (Apr.-June 1960).
(34) 電気計測器試験技術心得第5編（大蔵省印刷局発行）

UDC 621.3.018.4.089.68

2.2 周波数標準*

正員　湯　原　仁　夫

（郵政省　電波研究所）

（1）序　　言

無線通信の発達に付随して起きた混信の問題は，周波数標準の確立をうながし，またこれを一般利用者に提供する手段としての標準電波の発達をもたらしたが現在標準電波に要求されている許容偏差 $\pm5\times10^{-9}$を，昭和の初期における周波数標準器の確度 10^{-5}(1) と比較すると，まことに隔世の感なきを得ない．最近水晶発振器の発達に加え，原子周波数標準器** という画期的な周波数標準を得て，従来，周波数の絶対基準として用いていた天体の運行も，今や原子標準によって得られる原子時系をもとにして研究されるに至り，またこれらの高精度の周波数に関する技術は，同一周波数放送，TV の precise offset carrier 方式等の発展を可能にして来たが，これらの事実を思うとき，周波数標準を扱うものに課せられた使命の極めて重大なことを感ずる．ここに，天文時および原子時等の時量と周波数標準の関係，周波数標準値決定に必要な要素，周波数標準装置の構成，原子周波数標準器，および標準電波等に関する解説を行ない，御叱正を得たいと思う．

（2）時量と周波数標準

わが国において，周波数標準値を定め，標準電波を発射する業務は，郵政省電波研究所において，これを行なうことになっており***，従来，同研究所は東京天

* 2.2-Frequency Standards. By HIROO YUHARA, Member (Radio Research Laboratories, Ministry of Posts and Telecommunications, Tokyo)
[資料番号 4830]

** "原子時計" の名の下に，文献 (2),(3),(4),(5) 等に解説されている．

*** 法律第 202 号郵政省設置法の郵政省の権限および電波研究所の項参照．

図1　UT 2 できまる周波数の，最近数年間における動き
実線はワシントン UT 2 に基づく周波数の変動を，点線は東京 UT 2 に基づく周波数の変動を示す．

文台から与えられる標準時をもとに，幾つかの精密水晶同期時計の運行状況を調べ，過去のデータから，現在の周波数値を外挿法により決定してきた．すなわち周波数決定の基準となるべき時間標準としては，東京天文台の決定する暫定均斉世界時 UT 2 を使用してきたわけである．UT 2 は地球自転の経度変化，季節変化等の影響をのぞいた時系であるから，UTO, UT 1 等に比し，一様性が高く，報時を時間間隔として利用する面で最も適当なものであるが，なお地球の自転を基準にしている関係上，自転速度の永年変化および不規則変化の影響をのがれることができず，したがって完全に一様かつ不変な時系とはいい難いものである．図1はここ数年間の UT 2-Washington できまる周波数を原子周波数標準でみたときの周波数変動であるが，このように時量の精密測定が進むにしたがい，UT 2 では満足できないことになった．その結果 1952 年ローマの国際天文連合総会で，地球の公転をもとにした不変な単位をもつ時量として暦表時(ET)* が制定されるに至った．これは宮地氏の解説[6][7]にあるように，天文学者の数世紀にわたる観測によって，万有引力則を完全にあらわすことのできる時間として定義されたものであるから，今のところ永久不変の単位をもった精密な時間をあらわすものと考えられる．ところで，これは定義としては極めて厳密なものであるが，その決定の問題になると，実は容易ではないのである．すなわち実際にこれを求めるには世界各地における月の黄経観測値を整理し，暫定均斉世界時 UT 2 に修正 ΔT を加えることによって得られるものであるから，その決定までには1年以上の期間を要し，その精度も今のところ 10^{-8} が確保された程度である．

さて，このような状勢下にあって，われわれは周波数の標準をどのようにして確立すればよいのであろうか．ここに原子周波数標準が大きな役割をになって登場することになるのである．この周波数標準は，原子，分子の振動数の永久不変性を利用したものであるから，暦表時と同様，永久不変な単位をもつ一様な時間系（原子時系）を与えるものと考えられる．ただ前者は一般に微分値を示し，後者は長期の時間を示すものであるから，この両時系を結ぶためには仲介として安定な精密水晶発振器が是非必要である．つぎに示す値はワシントン海軍天文台と英国のセシウムビーム標準器との間で求められたものであり，セシウムの磁界零のときの F, m_F (4,0)→(3,0) の周波数を暦表時に関して表わしたものである．

$$f_{Cs}=9,192,631,770\pm20 \text{ c/s}^{(8)}$$

表1　標準電波（JJY）の周波数偏差△

年	月	日	×10⁻¹⁰
1959	Oct.	16	-177
		20	-182
		23	-189
		27	-149
		30	-159
	Nov.	7	-098
		10	-104
		12	-111
		13	-106
		16	-105
		19	-103
		23	-110
		27	-120
		30	-123
	Dec.	4	-137
		8	-146
		11	-195
		17	-186
		21	-180
		24	·163
		30	-184
1960	Jan.	6	-173
		8	-230
		12	-220
		19	-234
		22	-228
		26	-234
		29	-224
	Feb.	2	-220
		5	-219
		11	-129
		12	-130
		16	-121
		19	-107
		23	-084
		25	-071
		29	-051
	Mar.	1	-050
		2	-042
		3	-041
		7	-032
		8	-026
		9	-020
		11	-015
		13	-042
		14	-047
		18	-027
		21	-092
		23	-089
		25	-075
		28	-061
		31	-093
	Apr.	4	-084
		5	-071
		7	-060
		11	-095
		13	-089
		15	-075
		20	-065
		21	-060
		28	-029
	May	2	-059
		4	-048
		6	-042
		11	-038
		13	-029
		17	-043
		20	-051
		23	-040
		27	-034
		31	-056
	June	3	-062
		7	-064
		14	-091
		17	-159
		21	-144
		24	-147
		30	-129
	July	5	-124
		8	-179
		12	-162
		19	-175
		21	-163
		26	-174
	Aug.	2	-173
		9	-171
		12	-166
		15	-163

△ 電波研究所のアンモニア・メーザ周波数を 23, 870, 128, 810 c/s とした場合の偏差で，マイナス符号は JJY の発射周波数が低いことを示す．

* 1952 年の国際天文連合総会で暦表時が制定され，1955 年の同連合総会および 1956 年の国際度量衡委員会で不変な時間の単位として，"秒は 1900 年 1 月 0 日 12 時における回帰年の 31,556,925.9747 分の 1" ときめられた．わが国の計量法でも，従来 "秒は平均太陽日の 86400 分の 1" としてあったのが，昭和 33 年の "計量法の一部を改正する法律" によって，前記のように改められている．

±20 c/s は暦表時に関する天文観測データおよび相互比較の誤差によりでてくる不確定さであるが，この結果から，現在各国は取りあえずセシウムの周波数として 9,192,631,770 c/s を採用している．ともあれ，このようにして原子時と暦表時は関係づけられた，われわれとしては，当面この原子標準を頼りにして周波数をきめてゆけばよいことになったのである．ロスアンゼルスにおける CCIR 第9回総会においても，原子標準によって標準電波の周波数を $\pm5\times10^{-9}$ の範囲内で一定に保つこと，修正値は原子標準によって求めること等が勧告* され，米英等においてはすでにこの方法で標準電波の発射が行なわれている．

このような世界の状勢下にあって，わが国の現状はどうであろうか．従来の UT 2 依存から一定不変な原子時系，または暦表時系による周波数標準を確立するために鋭意努力がなされつつある．電波研究所で試作されたアンモニア 3―3 線原子周波数標準の周波数精度は $\pm2\times10^{-10}$ で，WWVH の電波を通し，ワシントン海軍天文台のセシウム原子周波数標準**と比較して得られた周波数はつぎのとおりである．

23,870,128,810 c/s

また表1は本器によって得られた昨年 10 月以降の JJY 標準電波の周波数偏差表である．かくして，わが国の周波数標準も，ようやく新しい態勢に入るようになってきた．すでに本年6月17日よりは，CCIR の勧告にしたがい標準電波の周波数は $\pm5\times10^{-9}$ の偏差間で一定に保つよう調整されており，この原子周波数標準により得られる周波数偏差も近い将来，定常業務用原子周波数標準器の整備をまって毎日の値が公表される予定である．

（3） 標準値決定に必要な要素

原子周波数標準器の導入によって，わが国の周波数標準も新しい段階に入り，周波数決定の基準は世界時 UT 2 から，原子時，ひいては暦表時へと移り替わりつつあることはすでに述べたが，このことによって従来周波数標準値の決定に当たり使用して来たデータや各種装置の意味や立場が，多少変わってくるのは当然である．

まず原子周波数標準であるが，これは，今や極めて重要な標準器である．当面原子時系が暦表時系を代表するものと考えれば，これは周波数の基準そのものであると考えられ，われわれは今ようやく，ある意味での周波数の絶対基準をもったことになり，実験室内で希望するときに基準となる周波数，すなわち基準とすべき時間の微分値を得ることができるようになったのである．

つぎに高安定度の精密水晶発振器により駆動される時計，すなわち水晶時計を考えよう．従来原子標準器をもたない状態で，これは極めて重要な標準器として数台運転が続けられて来たが，それは第一には，天文観測の結果を整約して，時々刻々の時刻をきめるためであり，第二には，水晶時計の規則的な運行特性をあらかじめ天文観測によって決定しておき，この時計によって一様時を推定するためであった．それでは現在原子周波数標準の与えられた状況下で，水晶時計の重要性はどうであろうか．原子標準が，現在主として時間の微分値としての周波数を与えるのに対し，水晶時計はその積分値すなわち時間を与えるという点において今もって変わらぬ重要性をもつものと考えられる．原子周波数標準が長期間容易にしかも停止することなく運転され，いわゆる原子時計として完成されるまでは，水晶時計の優れた特性は棄て難いものである．

最後に，天文台から送られて来る UT 2 の予報並びにその修正値はどうであろうか．原子周波数標準が，ある意味で周波数の絶対基準を与えることから考え，UT 2 の必要性は全くなくなったかのごとく考えられ勝ちであるが，われわれはそのようには考えていない．周波数は現在原子時系および暦表時系を参考にして決めるべきものであり，暦表時は UT 2 に補正を施して得られるはずのものであること，また CCIR では，標準電波の周波数は原子周波数標準によって，ある偏差の範囲内で一定に保たれるが，これは暦表時できまる周波数そのものではなく，大略 UT 2 に相応する値であるべきこと*** が実用上勧告されていること等にかんがみ，UT 2 は周波数標準値決定上，今後も大いに利用してゆかなければならないものである．原子周波数標準は，現段階においてなお急速な発展途上にあること，比較的高価なため台数を数多く揃えることが困難なこと等にかんがみ，その周波数は諸外国のものと絶えず相互比較すると同時に，また UT 2 および ET に対する関係も絶えずみまもってゆくことが大切であると考えられる．今後，原子周波数標

* CCIR, Los Angeles, 1959, Recommendation 319.
** その周波数としては前述の 9,192,631,770c/sをとった．

*** 周波数から逓降した秒信号の示す時刻が，UT 2 から大きく離れることのないようにとの配慮から出たものと思われる．

準の周波数に対する各水晶発振器出力の動き，およびUT 2 の動きをプロットしつつ，標準電波として発射するための発振器出力周波数を規正してゆくことが必要であろう．

(4) 周波数標準装置の構成

周波数標準値を決定するためには，原子周波数標準器を初めとし，高安定度の水晶発振器群，並びにそれらの周波数の瞬時値，平均値および長期間の推移量を計測するための測定器群が必要である．本項には，現在わが国で用いられている水晶発振器と種々の計測機器について説明を行なう．

(a) 原器用水晶発振器と同期時計（水晶時計）

本題については，すでに詳細に解説されている[10]ので，電波研究所で現用されているものにつき簡単に紹介すると，水晶振動子は直列共振周波数が 100 kc/s，Q が $2\sim3\times10^6$ の GT-Cut のもので，内槽の温度変動を 0.0003°C に抑えた精密二重恒温槽[11] に収められている．発振回路は電橋安定形で，これは上記恒温槽と共に年間を通じ温度 21°±1.5°C，湿度 60% 以下に調整された地下6メートルの原器室に設置されている．枯化現象 (aging) を少なくし Q を増大させるために水晶振動子を超低温に保つ研究や[12][13][14]，発振回路の変化の影響をとりのぞくために水晶を共振子として用いる研究[14] などが米国等で行なわれているが，将来，周波数標準に対する要求がきびしくなるにつれ，わが国においてもこれらの考慮を払わねばならないであろう．同期時計はホニックモータを用いた光電式のもので，得られる秒信号の間隔変動は ±0.1 μs 以内にある．

(b) 秒信号精密比較装置

同期時計より得られる秒信号と天文台から得られる秒信号との間の時間差等，一般に二信号間の時間差を測定するために，火花式クロノグラフや電子計数式周波数計があり，また外国報時電波の受信比較用として特別設計を行なった2ビームブラウン管オシロスコープによる写真測定装置がある．

(c) 差周波数積算装置

ある時間内における2個の発振器の発振周波数の積分値，換言すれば，ある時間内の平均周波数差の測定を行なう装置で，これにより2発振器間の相対的な平均周波数変動を調べることができる．現在用いているこの装置は位相差検出方式を用いており，2個の 100 kc 信号の位相差を連続的に指示し，位相差の時間に対する変化量を測定することにより平均周波数の測定を行なうものである．本装置による1日当りの測定精度は 1×10^{-13} である．

(d) 周波数精密比較装置

差周波数積算装置が平均周波数の測定に用いられるのに対し，本装置は2個の発振器の周波数の瞬時値の精密比較を行なうものである．通常，周波数逓倍を行なった上で混合し，その間の唸周波数を検出し，その変動を測定するもので，これにより短時間における発振周波数の相対的な変動および長期間における相対的な周波数差の推移を明らかにすることができる．わが国で採用した方式は，原周波数を 1,000 逓倍して 100 Mc/s とし，1個の発振器に対する他の発振器の周波数を順次切換えて比較してゆく方法であって，2×10^{-10} の測定精度をもって，90 秒おきに測定値が自動的に記録されるものである．

(5) 原子周波数標準器

すでに述べたように原子周波数標準は原子時計を形成するための基本をなすものであるが，それ自体の長期連続運転によって，直接，時計を駆動する形のものは今のところまだその例がない．原子時の保時には，普通極めて安定な水晶時計を動かし，その rate すなわち周波数を原子周波数標準によって適時較正する方法が採用されている．原子周波数標準の原理等の詳細については，本誌等にすでに解説[2][3][4][5][15] が行なわれているので，ここでは単に原子周波数標準の種々の形のものの概観をするにとどめよう．

(a) セシウムビーム形原子周波数標準

米国の National Bureau of Standards で研究[16]が始められたが，実用器として完成したのは英国の National Physical Laboratory で[17]，これによる英国標準電波の測定結果は，1955 年以降発表されている．英国について，米国の National Company が Atomichron とよばれる製品を完成し[18]，1956 年後半より米国標準電波のこれによる測定値が公表されている．カナダの National Research Council では，英国とほぼ同形のものが作られ，1958 年後半より運転されている[19]．

原理は，セシウム原子を高真空中で細いビーム状に流し，マイクロ波の遷移を起こさせる二つの空胴共振器を通じて検出する，いわゆる Ramsey の方法を用いた原子線の方法によっており，セシウム原子の F,m_F $(4,0)\leftrightarrow F,m_F$ $(3,0)$ の 9.192 Mc での超微細構造の

スペクトル線を利用したものである．原子線の方法によれば，原子相互の衝突やドップラ効果もさけられるし，また Ramsey の二空胴方式による場合は極めて鋭い共振曲線が得られるので，中心を求める精密さが非常によくなる．共振線幅 Δf は理論的には $\Delta f=0.65\frac{\alpha}{L}$（ここで α は原子の最確速度，L は二つの空胴の間隔）であらわされ，カナダのものは $L=80$ cm で 290 c/s，Atomichron では $L=100$ cm で 125 c/s，英国の従来の装置では $L=47$ cm で 340 c/s 等の値が実測されているが，さらに $L=277$ cm として $\Delta f=52$ c/s すなわち Q にして 1.8×10^{8} という鋭いスペクトル線も観測されている[20]．磁界，空胴共振器内の相対位相等に充分な注意を払えば，その中心周波数の正確さはいずれも $\pm1\sim2\times10^{-10}$ といわれているが，10^{-10} の桁で長期の安定度をも含めて評価するためには，原子周波数標準器相互の比較が必要である．この比較は英米間で無線報時を介して行なわれたが，その後直接比較のため Atomichron を英国へ運び種々試験がなされた[21]．この結果およびカナダでの比較結果[22]からみて，各装置間の絶対値の差異は $\pm2\times10^{-10}$ 程度，各装置ごとの再現性は $\pm1\sim2\times10^{-10}$ 程度である．

(b)　アンモニア・ビーム形原子周波数標準

アンモニア・ガスを用いた吸収方式の原子時計が米国の National Bureau of Standards で初めて試作され[16]，日本においても種々の誤差を除く研究が行なわれた結果，この方式のものでは $\pm2\times10^{-9}$ の正確さが限度であることが分った[23]．この場合の吸収線幅は 150 kc 程度以下，すなわち Q としては 1.5×10^{4} 以上にはならないので，その性能はセシウム原子線の場合に比してはるかに劣っている．一方 Q をあげ，また分子による発振をも可能にしたメーザ（Microwave Amplification by Stimulated Emission of Radiation の略）と呼ばれる分子線の方法が Columbia 大学で研究され[24]，その後各国で採用されているが，アンモニヤを用いた分子発振器の短時間安定度は現在のところ種々の発振器中最高のものとされている[25]．この方式の欠点としては，空胴共振周波数による引込み現象，空胴内進行波の影響等によって周波数がわずかずれる可能性があること[26][27]，強度の最も強い $N^{14}H_3$ の $J=K=3$ 線を利用すを際は，特に分離できない超微細構造による3本の線 $(F_1=3,4,2)$ の影響が加わること等があるが，適当な再現動作基準[28][29][30]を設けることによって優秀な周波数標準を与えうるものである．スイス，日本，ソビエト等で実用器としての長期測定が行なわれており，スイスでは $N^{14}H_3$3-3線にみられるような，超微細構造のない $N^{15}H_3$ の $J=K=3$ 線が用いられ，英国のセシウム原子標準と比較された結果きわめてよい一致を示し，その正確さは $\pm1\times10^{-10}$ 程度，その周波数はセシウム周波数 9,192,831,770 c/s に対し 22,789,421,730 c/s の値が得られている．わが国の $N^{14}H_3$, $J=K=3$ 線メーザも無線報時を介して米国原子標準と比較した結果，前述のようにその周波数は 23,870,128,810 c/s，正確さは $\pm2\times10^{-10}$ 程度であることが分った[31]．ソビエトにおいても $N^{14}H_3$, $J=K=3$ 線による測定がなされ，その精密さは $\pm3\times10^{-10}$ 程度と報告されている[32]．

以上現在実用器としてすでに用いられているものについて述べたが，この二者はそれぞれの特徴もあり，優劣はつけ難い．この際重要なことは，どの方式のものを採用するかではなく，むしろこの二者並びに将来得られる方式のものをも含めて，それぞれの間の長期にわたる相互比較が行なわれることである．この外，現在研究中のものに buffer gas および optical pumping 方式を併用した吸収方式の改良形で封入可搬形のもの[22][30][33]があるが，これなどは周波数の一次標準としてのみならず，直接電波工学の各分野にも広く利用されるものであろう．

(6)　標準電波

周波数標準値の決定については，すでに述べたとおりであるが，これを一般の利用に供するため，上記標準値に基づいてきめられた周波数が，標準電波として各国から発射されている．発射周波数は現在世界的に 5 Mc series（2.5, 5, 10, 15, 20 および 25 Mc/s）に統一されているが，それらの搬送波周波数は，標準値から一定の許容偏差内（CCIR 勧告では $\pm5\times10^{-9}$ 以内）に調整された発射用発振器の周波数から得られたものである．これらの電波は，搬送波と同じ正確さの低周波および報時信号によって変調されているのが普通で，わが国では変調波は 1,000 c/s 報時信号は日本標準時（J.S.T.）による秒信号となっている．わが国の標準電波は東京都下小金井市の郵政省電波研究所よりコールサイン JJY により4波（2.5, 5,10,15 Mc/s）が 2.5 Mc を除き連続発射されていることは周知のとおりで[34]，周波数および報時信号の UT 2-Tokyo に対する偏差表* は毎号本会誌に掲載されている．標準電波を利用する際，特に注意しなければならない点は，電波の伝ぱん途中において起きるドップラ効果や，多重通路のような現象が，周波数や報時信号の正確さを低下させる点である．ドップラ効果による周波数変動は，短波域にあっては 1×10^{-7} 以上に及ぶことさえもある[35][36][37]．これらの影響の軽減について

* 原子周波数標準に対する偏差表への切替は，前述のとおり近い将来行なわれる予定であるが，それ以前にその偏差を参考にされたい向きは，小金井市緑町電波研究所標準課長宛請求されたい．

は，利用者の要求される正確さや精密さがますます高度になりつつある現在，世界的に真剣な問題として取上げられ，昨年のジュネーブにおける無線主管庁会議でも，長波** の標準電波として 20 kc/s が割当てられ，また，わが国においても 16.2 kc/s の実験電波により，その研究が行なわれている現状である．高度の利用者が集中する都市等については，将来超短波域における標準周波数のサービスということも考えなければならない問題であろう．

（7） 結 言

周波数の定義，周波数標準値の決定方法，周波数標準装置の現況および標準電波等についてその概要を述べたが，原子時系と暦表時系の比較，原子周波数標準器の改良，標準電波の新しい利用面の開拓等重要かつ興味深い問題がわれわれの前に山積しているのを感ずる．特に正確さが 10^{-10} の桁で論議されるようになった今日，従来考えられなかった標準電波なり標準器なりの応用面が近い将来開けるのではないかと期待される次第である．終りに本稿を纏めるに当り御指導を賜わった電波研究所上田弘之所長，資料を提供された同僚佐分利義和，宮島貞光，野口幸雄の各技官に感謝の意を表する．

文 献

（1） 電波監理委員会：日本無線史 2，第8節，標準電波．
（2） 松本："原子時計"，信学誌 36，p 455（昭 28-08）．
（3） 加藤："原子時計について"，信学誌 39，p 675（昭 31-07）．
（4） 霜田："原子時計の進歩"，科学，p 54（1956-02）．
（5） 鳩山："原子時計"，電学誌 77，p 1113（昭 32-08）．
（6） 宮地："不変の時間単位と国際報時の現況"，信学誌 36，p 579，（昭 28-10）．
（7） 宮地："精密時の新しい定義"，測地学会誌 2，3～4号，p 130，（昭和 31 年）
（8） Markowitz, Glenn Hall, Essen, Parry："Frequency of cesium in terms of ephemeris time", Phys. Rev. Letter 1, No. 3, (1958).
（9） Saburi, Kobayashi："Characteristics of the ammonia beam maser (AM-1) as an atomic frequency standard at JJY", J. of Radio Res. Lab., (to be published in 1960).
（10） 飯島："水晶時計"，信学誌 38，p 69，（昭 30-01）
（11） 蛭田，川名，白井："精密恒温槽の試作"，電波研究所季報 5，20 号，(1959)．
（12） National Bureau of Standards：N.B.S. quarterly progress report No. 5021,5045,5059,5501, 5536,5552,5569,6024,6045.
（13） H.E. Bommel, W.P. Mason, A.W. Warner："Dislocations, relaxations and anelasticity of crystal quartz", Phys. Rev. 102, (Apr. 1956).
（14） A.W. Warner："Ultra-precise quartz crystal frequency standards", Trans. I.R.E. on Instrumentation, (Dec. 1958).
（15） 鳩山："メーザの原理と応用"，信学誌 41，p 654.（昭 33-06）
（16） Lyones：'Spectral lines as frequency standard", Annals New York Acad. Sci. 55, p 831 (1952).
（17） Essen, Parry："The cesium resonator as a standard of frequency and time", Phil. Trans, Roy. Soc. London, 250, (1957).
（18） Mainberger："Primary frequency standard using resonant cesium", Electronics, (Nov, 1958).
（19） Kalra, Bailey, Daams："Cesium beam standard of frequency", Can. J. Phys. 36, (1958).
（20） Essen, Parry："An improved cesium frequency and time standards", Nature, 184, (1959).
（21） Holloway and others："Comparison and evaluation of cesium atomic beam frequency standard", I.R.E., 47, p 1730, (Oct. 1959).
（22） Quantum Electronics, Columbia Univ. Press (1960).
（23） "原子時計における自動制御の研究"，日本学術会議綜合研究委員会報告（昭 29～31）．
（24） Gordon, Zeiger, Townes："The maser-new type of microwave amplifier frequency standard", Phys. Rev. 95, p 282 (1954) and 99, p 1264 (1955).
（25） Mockler, Barnes："Maser frequency stability" N.B.S. Report No. 6078, (1959).
（26） Helmer："Maser oscillators", J.A. Phys. 28, No. 2, p 212 (1957).
（27） Shimoda："Characteristics of the beam type maser", J. Phys. Soc. Japan, 12, p 1006 (1957), 13, p 938, (1958).
（28） "原子周波数標準の研究"，日本学術会議綜合研究委員会報告（昭 33,34 年度）．
（29） Bonanomi："Maser a NH_3: experiences, resultats, applications", Arch. d. Sciences. 10, p 187 (1957).
（30） Proc. 13th. symp. on frequency control, (1959)
（31） Iijima, Saburi："Frequency determination of maser in Tokyo (Radio Res. Lab.)", Tokyo Astronomical Bulletin, 12, No. 3, (1960).
（32） Leikin："A maser time and frequency standard", Astronomical Jour. 36, No. 4 (1959).
（33） Bell, Bloom, Williams："A microwave frequency standard employing optically pumped sodium vapor", Trans. I.R.E. on Microwave, (1959).
（34） 無線工学ハンドブック，p 1587（昭 29）．
（35） T. Ogawa："Frequency variations in shortwave propagation", I.R.E. 46, p 1934 (Dec. 1958)
（36） Iijima, Ohki, Ogura："Frequency change due to doppler shift in WWVH signals as received at Tokyo", Tokyo Astro. Bulletin 2nd Ser. No. 109 (1958), No. 125 (1960)
（37） 前原他："標準電波の電離層伝ぱんにおける周波数変動について"，電波研究所季報 5，21 号，(1959)．
（38） Pierce："Intercontinental frequency comparison by very low frequency radio transmission", p 794, (June 1957).

** 長波の，伝ぱん途中における周波数劣化の程度は，短波に比し，極めて小さいことが知られている[38]．

3. 通信用部品の測定

UDC 621.317.3：621.385

3.1 真空管の測定*

正員 小林大二郎　正員 小島卓哉
（電気通信研究所）

(1) はしがき

真空管は低周波からマイクロ波の領域にまで極めて広い範囲で使用され，それぞれの周波数帯や用途によって形体はもちろん，動作原理まで異なった多種多様のものが開発されている．これらの物の全部にわたって測定方法を述べることは与えられた紙面では不可能であるが，一応動作原理の上でまとめて，小形管，マイクロ波管に分けて説明することにする．

この両者の中間的存在である板極管等もあるが，原理的には小形管の方に近く，また一般測定では，小形管，マイクロ波管を問わず同じ考え方のものが多い．一般の測定はすでに古くから周知のものであるから，主として新しい測定に重点をおいて述べることにする．

また真空管には大形の送信管も当然含まれるが，原理は小形管と同じであるから，紙数の都合上ここでは省略する．

(2) 通信管の測定

通信用小形管の測定に関して，すべての項目にわたり述べることは余りにぼう大なものとなるし，また歴史的にすでに大部分の項目の測定技術は確立しているので，ここでは比較的最近問題になっている部門を重点にして述べることにする．記述の便のため，周波数に無関係な事項に関するものおよび低周波の特性の測定と，高周波の特性測定にわける．

(a) 一般測定

静特性，低周波特性，冷状態特性などの測定は，真空管の基礎データを与えることはもちろんである．静特性の測定は全く問題はないので省略するが，これにつぎ通信管としての重要な特性として，出力ひずみおよび雑音がある．出力ひずみは二次，三次のひずみ率をわけて測定されることが多いが，これは増幅器設計と関連させるためである．この測定は格子に無ひずみ正弦波を入れて，陽極出力中に含まれる各高調波成分をろ波器で分離測定する．つぎに雑音の測定は等価雑音抵抗で表わす方法がよく用いられ，これは格子に直列抵抗を入れて，出力雑音電力が2倍になる抵抗値を求めるのである．この方法はショットまたはフリッカ雑音の場合に適用されるが，このほかマイクロホニック，ハムなどの雑音も特別の装置では問題となる．マイクロホニックの試験としてはフェルトを巻いたエボナイト棒で軽くたたく方法がよく用いられるが，より定量的な方法が望まれており[1]，ハムの測定法は簡単であるので省略するが，ハムの原因に陰極とヒータ間の絶縁不良，第1格子誘導ハムなどの種々のものが混在していることと，電源の波形によっては，第9高調波位まで考慮せねばならないなどの注意を要する[2]．

つぎに，ここ数年数多くの研究がなされたものに陰極中間層抵抗の測定がある．しかし現在までに各種測定法がほぼ出つくした感で，現在各所で用いられているの方法がもっとも実用的であることが歴史的に証せられた結果であろう．すなわち相互コンダクタンスを高低2周波数で測定する方法[3]，二極管の内部インピーダンスをやはり2周波で測り，これを別の標準インピーダンスと比較する方法[4]，およびパルスを加えて中間層抵抗と並列容量のもつ時定数を測定する方法[5]の三つがもっとも一般的であろう．電極間容量の測定は今まで冷状態の容量を問題として来たが，最近は増幅器側の要求で，動作状態の諸容量の正確な測定を必要としつつある．これにともない問題としては，入力容量に並列に入るコンダクタンス分，電源供給のチョークの完全さなどの測定器精度と，測定場所ごとの測定値の精度の高い一致を期するための標準，あるいは準標準容量の準備などがあげられる．

つぎに真空測定には寿命に関する項目があげられる．すなわちもっとも重要なものに寿命予測の問題がある．あるロット全体の寿命予測の方法として，ヒー

* 3-Measurement of Components in Electrical Communication System.
3.1-Measurement of Tubes. By DAIJIRO KOBAYASHI and TAKUYA KOJIMA, Members (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). [資料番号4831]

タ電圧を定格値よりあげた加速寿命試験で定格寿命を予想する方法[6]や，少数例より統計的に予測する方法[7]などの検討がされている．また真空管各個のある時点において，これから先の寿命の長短の判定の方法にも各種あげられるが，もっとも普通の方法としては，動作初期から現在までの陽極電流，相互コンダクタンスの時間的経過をプロットし，それより将来を予測する方法，およびいわゆる陰極効率試験すなわちヒータ電圧を定格値より 10% 位下げて，そのときの陽極電流，相互コンダクタンスの低下率から陰極の良否判定を行なう方法などがある．最近，真空管のショット雑音を測定することによって陰極良否判定の手段にする方法[8]が提案され，適確であることが示された．すなわち劣化した陰極では陰極前面の空間電荷密度が減少しているので，空間電荷による雑音軽減率が悪くなり，雑音が大きくなるという理論を応用したものである．これと陰極効率試験を組み合わせて，ヒータ電圧を下げて雑音を測る方法が有効であろう．図1に測定例を示す．図にみる通り劣化した陰極はヒータ電圧をわずか下げると雑音が急速に増す．なお寿命判定に陰極の全放射電流を測定するいわゆるエミッション試験ももちろん非常に有効である．しかし，これを行なうには，普通陰極をかなり低温にして，しかも短いパルスで測定しなければ陰極の破壊を来すので注意を必要とする．一般測定は以上で終わり，つぎに高周波特性の測定にうつる．

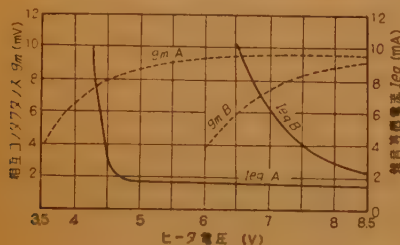



図1　雑音による陰極良否の判定（被測定管 6BX6, Aは良い陰極，Bは悪い陰極）

(b) 高周波測定

最近小形通信管も次第に UHF, VHF に用いられつつあり，このような周波数帯の特性の測定が必要となっている．すなわち現在では 1,000 Mc まで用いられる小形管もつくられるようになったし，また VHF 帯のたとえば無線中間周波増幅器などでは，真空管入出力のアドミタンスが同調回路の一部を形成している関係で，極めて精密な測定値を要求しつつある．また比較的低周波でも帰還増幅器の場合は，電子走行時間による相互コンダクタンスの位相角回転を問題とする．

真空管は高周波になると，リードインダクタンス，リード抵抗損失，誘電体損失，電子走行時間などの影響をうけて，その特性は低周波のそれと全く異なった様相を呈する．そこで一般には次式のような四端子網で真空管を表現する．

$$I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2, \qquad I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2$$

ここで Y_{11}, Y_{22} をそれぞれ短絡入，出力アドミタンス，Y_{12} をフィードバック・アドミタンス，Y_{21} を相互アドミタンスと呼び，これら諸定数を測定して特性を記述することが多い．このうち重要なものは Y_{11}, Y_{21} で，これは低周波ではそれぞれ純サセプタンスおよび純コンダクタンスであるが，高周波では前述の影響ですべてアドミタンスとなる．

まず入，出力容量の測定であるが，最近の広帯域中間周波増幅器の例をあげると，70 Mc において，真空管製造ロットの入力容量の分布の中心値を ±0.2 pF 以内に管理する必要を生じている．これは入力容量が約 12 pF であるとすれば 2% 以下の精度となる．これに対する測定器の精度は 0.05 pF 程度は確保されねばならない．このような測定には同調法がもっとも有力で，同調回路の一部に真空管入力または出力をつなぎ，バリコンあるいは周波数を変えて同調をとるのである．この場合，バリコン変化法は固定周波数でかつ簡便であるに対し，周波数変化法[9]はリード・インダクタンスの小さい固定コンデンサを用いることができることと周波数が正確に読める利点がある．つぎに同調点の検出であるが，これは普通の場合と同様に電流振幅の最大点を検波計で読めば充分であるが，真空管入力が接続されている場合，並列に数百あるいは数千マイクロモーのコンダクタンスを生ずるので，同調回路の Q が悪くなり，振幅の山が判然としない場合がある．このような場合，同調点検出に電流の位相が同調点で急速に変化することを利用して，同調点検出を容易にする方法[10]がある．図2にその測定回路の構成を示した．図にみる通り，あらかじめ真空管を入れないときの同調点を振幅法で求め，別系統の比較用電圧とブラウン管上で位相を比較する．この場合は Q が高いので振幅法でも充分同調点が検出できる．このとき図の移相器でブラウン管像を直線にしておくと便利である．つぎに被測定管をつないだ状態で再び同調をとるのであるが，これはブラウン管の像がまた直線になる点を求めれば良い．この方法で現在同調点検出の精度すなわち測定の精度は 0.04 pF 程度にまであげ

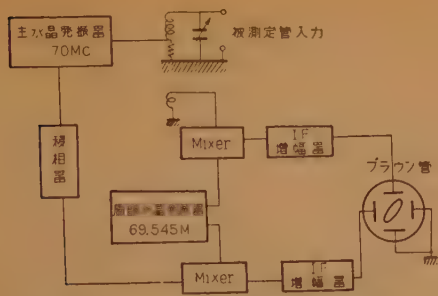



図2　位相検出法による入・出力測定器

られた．

つぎに入力コンダクタンスの測定であるが，上記同調回路の Q を測定することにより，これからコンダクタンスを算定する．振幅法では回路電圧が同調電圧の $1/\sqrt{2}$ になるまでバリコンあるいは周波数を変えてその変化量より測定するのである．これに対し，位相法では，まず同調点から，比較用信号の位相をある固定角たとえば45°だけずらせる．その後同調回路のバリコンを動かして再びブラウン管の像を直線にする．このバリコンの変化量から回路の Q を求める．

以上，入力アドミタンスの測定を述べたが，最近ミニアチュア管のリード・インダクタンスを特に測定した例[11]があるので簡単にふれておきたい．測定方法の一例を図3に示したが，このようにして測定された前記四端子網の4定数と，別に測定したリード・インダクタンスが小さいと考えられる板極管の測定例とを比較して，この場合のリード・インダクタンスをわり出した．測定は低周波から 3,000 Mc まで行なわれ，被測定管として 6AF4, 6BC4 および 6J4WA が選ばれた．この3品種は内部電極の構造は同じで，リード引出し方法のみ異なるので興味がある．これら3品種の測定結果から一般ミニアチュア管に適用できるデータとして表1の値が得られた．

最後に，ミニアチュア管の UHF 帯の利得特性，

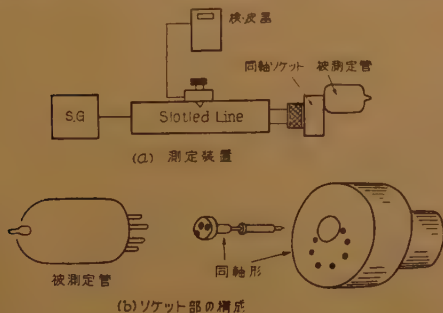



図3　リードインダクタンスの測定

表1　ミニアチュア管リード・インダクタンスの測定結果例

		インダクタンス (μH)
ヒータ		6～8
陰極		5～8
相互	(ヒーヒー陰極)	1～3
陽極	1リード	6
	2リード	2～3
格子	1リード	3.3
	2リード	2.1
	3リード	1.7
	4リード	1.5
ソケット	1リード当り	1.5
配線	1 mm当り	0.5～0.7
		容量 (PF)
ステム	隣接リード間	0.1
ソケット	隣接リード間	0.5～1.0
	リード・アース間	1.0～1.5

Noise Factor の測定について述べる[12]．図4は格子接地の入力インピーダンスの測定で，通常のインピー

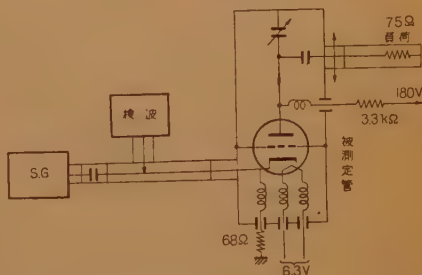



図4　格子接地管の入力インピーダンス測定例

ダンス測定と同様であるが帰還の存在のため陽極回路の状態が入力インピーダンスに影響を与えるので，この点の注意を必要とする．図5に測定結果例を示す．図にみる通り陽極回路が短絡されている場合と，同調をとった場合で大きな差がある．同調時利得は 14 dB である．つぎに利得×周波数帯域幅の測定であるが，図6に測定回路の例を示す．入力回路の Twin-T stubs により入力側の整合をある帯域幅内で実現している．

図5　格子接地管の入力インピーダンス測定例

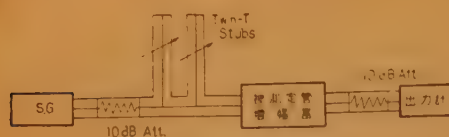



図6　利得×帯域の測定

つぎに Noise Factor の測定回路の一例を図7にあげた．最初真空管のみの雑音出力を読み，つぎに入力に雑音源をつなぐ．雑音源は温度制限の二極管である．3 dB の減衰器を入れて，雑音源からの雑音入力が加わった状態で元の真空管のみの場合のメータのふれに合わせるのである．

図7　Noise Factor の測定回路

以上の測定以外にも，もちろん多くの測定法が存在し，たとえば G.R. 社の Transfer-Function Meter[13] の応用なども有力な方法であろうと考えられるが，ここでは省略したい．

（3）通信用マイクロ波管の測定

通信用マイクロ波管には，クライストロン，磁電管，進行波管等がある．その他後進波管等も新しく使用されようとしているが，これはまだ測定器等に使用されるだけであり，またその測定方法も，前記3種のマイクロ波管の測定のいずれかに準じて行なえば良いから，ここでは省略することにする．

また板極管については，g_m，利得，入力アドミタンスや内部容量等測定項目の大部分は一般の通信管と同じであり，ただ測定回路に立体回路が使用されるほかは別段変わったところが無いから，これも割愛する．特殊な場合の一例として位相特性の測定があるが，後述の進行波管の場合に準じて考えればよい．

（a）クライストロンの測定

クライストロンを大別すると，反射形クライストロンと，複空胴クライストロンに分けられる．前者はリペラ電圧を変えて容易に発振周波数を変化させることができるが，あまり大出力のものは得られない．後者は増幅あるいは自励発振を起すことができ，また極めて大きな出力のものが得られるが，現在通信には限られた用途しかない．それは増幅帯域が狭いためである．それ故この項では反射形クライストロンについてのみ述べる．

反射形クライストロン[14] の空胴に規定の電圧をかけ，リペラ電圧を変化させて行くと，図8のように所々で発振が起こる．これを発振モードと言う．各モードに対応して発振周波数は図のように変化する．モード次数が低いほど出力は大きいが，周波数変化の幅は狭い．また普通 $n=2$ 以下の低いモードでは発振させることができない．

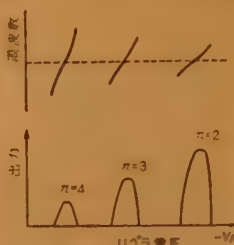



図8　モード図形

リペラ電圧によって変化させ得る発振周波数の範囲のことを電子同調範囲と言い，普通は同モード内で発振出力がその最大値の半分になる所までの範囲で定義される．一方空胴共振器を変形して発振周波数を変え得る範囲を機械的同調範囲と言う．

図8のようなモードパターンは図9のように，リペラに交流電圧を加え，これをブラウン管の水平軸に入れ，鉱石検波器の出力を増幅して垂直軸に加えることによって直視することができる．空胴共振器の検波出力を同時に垂直軸あるいは輝度変調に加えることにより各点の発振周波数も同時に測定することができる．

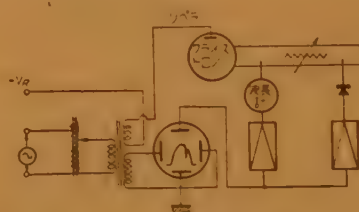



図9　発振モード直視装置

モードパターンには時として図10のようなヒステリシスを示すことがある．これはクライストロンと出力回路との整合が悪いか，負荷の周波数特性が良くないとき，あるいはクライストロンの内部構造が適当でないときなどによく起こる現象である．

図10　ヒステリシス

反射形クライストロンは自励発振器の一種であるから負荷によって出力や発振周波数が変化する．負荷をスミス線図の各点であらわし，その上に等出力線，等周波数線を重ねてあらわす．一例は図11のようなもので，負荷特性図あるいはリーケ線図[14][15][16]と言う．

リーケ線図の測定は図12のような回路を用いる．インピーダンス変成器によって負荷を色々に変化させ，その都度，定在波測定器によって負荷を測定して，スミス線図上の位置を決め，その点にその時測定した出

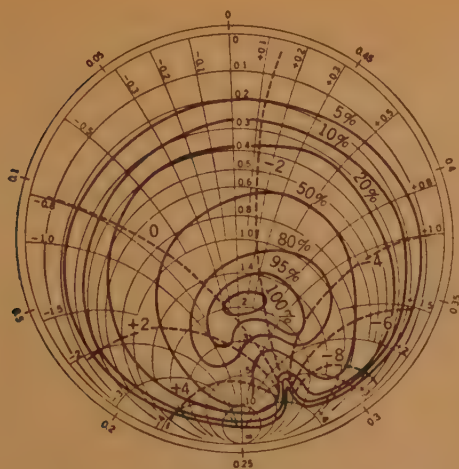



図 11　クライストロン負荷特性の1例(723 A/B)

力，周波数をを記入し，それぞれの等高線を結べば，リーケ線図が得られる．出力回路と整合が良くなかったり，リペラ電圧が適当でないと，リーケ線図はひずんで図 11 のような対称性は失なわれることがある．

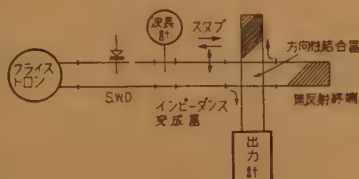



図 12　負荷特性測定回路

反射形クライストロンを FM 変調管として使用する場合には，変調感度や変調ひずみが問題となる．前者はモードパターンの測定よりただちに求められる．後者も小形管の場合と同様に，リペラ電圧を正弦波信号で変調し，出力を FM 検波した後，信号波の2倍3倍の周波数に同調したフィルタによって2倍，3倍の高調波ひずみを別々に測定する．

（b）　進行波管の測定

進行波管[17]を測定するには，図 13 のような回路が便利である．測定に先立って，電子ビームが遅波回路等に衝突せずにコレクタまで到達するよう，ビーム通しの調節をしておかねばならない．進行波管の各電極の規定電圧の上下かなりの幅にわたって，電子ビームが良く透過するように，収束磁界の方向や磁界の強さを調節する．最近，周期磁界等を用いてパッケージ化された進行波管が実用化されたが，このような進行波管ではこの調節の必要はない．

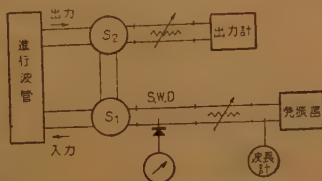



図 13　進行波管測定回路

つぎに三方向切換スイッチ S_1S_2 を切換えて出力回路との整合をとる．進行波管の入力および出力インピーダンスはビームが通っている状態（熱状態）とビームが通っていない状態（冷状態）では多少違う[18]．これは電子ビームのインピーダンスによるよりも，むしろ遅波回路の各部の微少な反射がビームによって増幅されることによるのである．インピーダンス整合が悪いと，利得や出力を損するのみならず，マイクロ波通信等では，反射ひずみの原因となる．

熱インピーダンス[18]と冷インピーダンスのいずれに整合を取るべきかが問題であるが，元来進行波管の遅波回路は，それ自体で数mの長さの伝送線路に相当する．したがって熱インピーダンスに整合をとれば進行波管と外部回路(たとえばアンテナ等)との間の反射ひずみは無くなるが，管内の反射ひずみは増大する．逆に冷インピーダンスに整合をとれば，管内の反射ひずみは無くなるが，外部回路との反射ひずみが増す．近年のマイクロ波通信セットでは，単向管を用いて外部反射の影響を隔離しているから，冷インピーダンスに整合をとる場合が多い．また，良い進行波管では，冷熱インピーダンスの差は，あまり大きくないものである（たとえば冷状態で V.S.W.R. 1.0 に調整してビームを通したとき，V.S.W.R. は 1.5 以下）．

入力を一定にしてビーム加速電圧を変化すると，図 14 のような同調特性があらわれる．これを電子同調と言う．この特性は遅波回路の電圧に交流を重ね合すことによって，ブラウン管上に直視することができる．同調電圧は入力レベルが高くなるにつれて図 14 のように少し高くなる．また遅波回路のピッチが乱れていたり管内の減衰器の抵抗値が適当でないと，同調曲線の山が割れることがある．このような進行波管では利得，出力共に低下する．

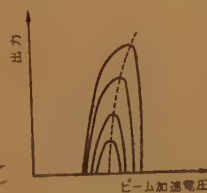



図 14　電子同調特性

図 13 のスイッチ S_1S_2 を切換えて，まず発振器の出力（進行波管の入力）を測定し，つぎに S_1S_2 を進行波管に切換えて出力を測定すれば利得が求められる．入出力特性の一例は図 15 のようになる．

進行波管増幅器の位相特性は，進行波管を増幅器として使用する場合にも，また位相変調器や周波数変換

器として使用する場合にも重要な特性である．測定には図 16 のような回路を用いる．減衰器 1,2 を調節して SWD 内に完全な定在波が立つようにし，入出力レベルや，ビーム加速電圧，あるいは周波数に対する定在波の位相の変化から位相特性を測定する．

図 15 高出力管 (ECL-1150 H) の特性の1例

図 16 位相特性測定回路

(c) 磁電管の測定

大部分の磁電管[19]はパルス発振用であるから，測定には規定のパルス幅，繰返周波数，Duty cycle をもったパルサが必要であるのは言うまでもない．測定回路としては図12のクライストロン測定回路に準じたものを用いれば良い．ただクライストロンに比べて出力が大きいから無反射端や出力計には大容量のものを必要とし，ことに出力計は尖頭値に耐える物でなければならない外，パルスの繰返周期に対して時定数を充分大きくして，誤差を無くさねばならない．水負荷出力計等が良く使用される．

磁電管で重要な測定項目は，動作特性と[19]，負荷特性[19]である．磁界を一定とし，陽極電圧を変化させたときの陽極電流，出力，周波数等を測定し，図 17 のように一つのグラフに記載する．これを動作特性図 (Performance chart) と呼ぶ．動作特性は普通整合負荷に対して測定を行ない，図には陽極電流を横軸に，陽極電圧を縦軸としてあらわし，等出力，周波数線，等能率線等をこの座標軸上に表わす．陽極電圧または陽極電流の変化による発振周波数の変化を Frequency pushing[19] と言う．

図 17 動作特性図 (Performance chart) の1例 (2 J 42)

負荷特性は図 12 のような回路を用いてクライストロンの場合と同じ要領で測定する．リーケ線図[19]の一例は図 18 のようなものである．負荷によって発振周波数がいくらか変化する．これを Frequency pulling と言う．磁電管の出力端から見た負荷の V.S.W.R. を 1.5 に保ち，その位相を 360° 変化させたときの周波数の変化幅を Pulling figure と言う．

図 18 リーケ線図の1例 (2 J 42)

磁電管は発振を起こせば，必ず陰極逆加熱の現象が起こって陰極を過熱するから，発振を開始すればただちに，おのおのの管について規定された電圧まで陰極電圧を下げてやらねばならない．陰極逆加熱の測定は陰極に直接熱電対等をつけたり，光温度計を用いて測定しても良いが，つぎのような方法でも測定できる．

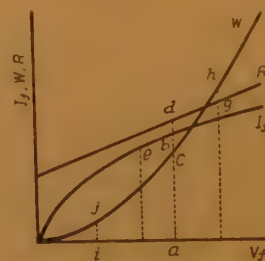



図 19 陰極逆加熱を求める図

まず陽極電圧を加えずに，ヒータ電圧(V_f)と電流 (I_f) の静特性を測定し，図 19 のようにヒータ電力 (W)，ヒータ抵抗 (R) の特性図を作る．陰極を所要の温度に保つための V_f を a．このときの If を b とする．またこれに対応する W および R の値をそれぞれ c および d とする．つぎに V_f をこのままにして陽極に電圧を加えると逆加熱によりヒータ

の抵抗が変化し，I_f が e に下がる．動作時のヒータ抵抗は a/e で求められるこの値を g として，R 曲線上に g 点をとる．これによって動作時のヒータ電力 h がわかる．一方動作時のヒータ入力電力は $a.e.$ であるから

$$逆加熱電力=h-a\cdot e$$

によって陰極逆加熱電力を知ることができる．c からこの値を差引いたものが j だとすると，発振を起こすとヒータ電圧を a から i まで下げれば良いと言うことになる．この方法は傍熱形陰極でも，精密な測定を行なえば比較的正しい逆加熱電力を求めることができる．

（d）　雑音の測定

クライストロンや磁電管のような自励発振管の雑音は通常 S/N 比であらわし，進行波管のような増幅管の雑音は雑音指数であらわす．

S/N 比の測定は一般の場合と同様に FM，PPM 等それぞれの通信方式に応じて一定の標準信号で発振管に変調を加え，これを受信復調してその出力を二乗検波器で測定する．つぎに変調を切り，検波器のつぎに入れた減衰器を抜いて，メータの指針が変調時のフレと同じになるようにし，減衰器の変化量から S/N 比を求める．この際変調器，受信機，復調器，等の雑音は，発振管に比べて充分低くなければならないのはもちろんである．

進行波管の雑音指数（NF）の測定には大別してつぎの二通りがある．第一は図 20 のような回路構成により，SG を用いて行なうものである．進行波管を正常に動作させて，まずスイッチ S を無反射端の方に倒し，受信機の検波電流を読む，つぎに S を SG の方に倒し，SG の出力を加減して受信器の検波電流が，先の読みの値の 2 倍になるようにし，そのときの SG の出力レベル（A dBm）を読む．NF は次式によって計算される．

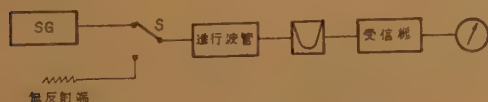



図 20　SG による NF 測定回路

$$NF(\mathrm{dB})=A-kTB$$

k はボルツマン常数，T は室温（K°），B は受信機の受信帯域幅（Mc）である．受信機の検波特性は 2 乗でなければならない．また受信機の前の帯域ろ波器は，受信機のイメージを防ぐためのもので，受信機の帯域幅より幾分広い方が便利である．

第二の方法は，標準雑音源[20]として，けい光放電灯を用いる方法である．けい光灯の出す雑音はマイクロ波の領域では白色であり，雑音レベルは kTB より約 16 dB 高いと言うことが知られている．また実験的にもけい光灯に加える電圧の変動に対して，あまり変化が無いので便利である．

回路構成は図 21 のようになる．まず，けい光灯を

図 21　けい光灯による NF 測定回路

切り，Att. 1 を充分に入れ，受信機の二乗検波出力のメータのフレ（a）を読む．つぎに Att. 1 を 0 とし，けい光灯を点火するとメータの針はさらに振れる．このときの読みを b とすると，このフレの差が 16 dB に相当するわけであるから，

$$NF=16+10\log_{10}\frac{a}{b-a}$$

によって NF を計算することができる．

SG 法によれば，NF の大きな値に対しては測定の確度は上がるが，NF の低い値に対しては SG の減衰器の減衰量が大きくなり確度が下がる．一方けい光灯法では NF 25 dB 程度より大きくなると目盛の比が大きくなり測定精度は下がるが，NF の低い方に対しては Att. 1 を適当に入れることにより標準雑音のレベルを任意に下げられるから測定確度は変わらない．それ故低雑音管の測定には，けい光灯法が便利であり，大出力管等の雑音レベルの高い物の測定には SG 法が便利である．

進行波管の雑音指数は，出力レベルによって変化する[21]．大信号で NF が悪化することが発見された．上記の方法は小信号動作のときの測定であるから，実際の使用レベルが高いときには測定方法を多少変えねばならない．入力レベルに対する NF の変化を測定する回路構成の一例を図 22 に示す．信号周波数を f_2

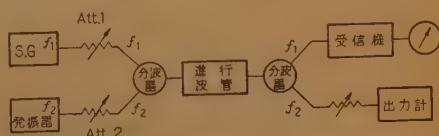



図 22　進行波管動作時の NF 測定回路

とし，Att. 2 によって管の使用レベルを色々に変え，雑音指数は f_2 から少し離れた周波数 f_1 で測定するのである．

文献

（1） 塩見 弘："小衝撃マイクロホニック(その1)"，電気試験所彙報，22，5（昭 35-05）.
（2） Hiss and Hum：I.E.C. Document, 39-1 (CO) 17 (1959).
（3） Van der Ziel："A simple method for measuring interface impedance," J.A. Phys. 24, p 496 (1953).
岡部豊比古他："酸化物陰極の中間層抵抗の測定"，東芝レビュー，10，p 735（1955）.
（4） H.M. Wagner："Cathode interface resistance test for electron tube", 14th Annual Conf. on Physical Electronics, M.I T. (1954).
太田 晃他："酸化物陰極中間層抵抗測定器について"，NHK 技術報告予稿（昭 32-05）.
（5） A. Eisenstein："The leaky-condenser oxide cathode interface", J.A. Phys. 22, p 138 (1951).
（6） 中村新太郎："有線通信管の寿命と加速命試験"，通研実報，1，2，p 203（昭 27）.
（7） 高田他："小数例による真空管寿命の推定法"，信学誌，34，p 340（昭 26-06）.
（8） W. Dahlke："A cathode test utilizing noise measurements", I.R.E. 46, p 1639 (Sept. 1958).
（9） 石原平典他："中間周波増幅管の動作入力容量"，昭 34 連大.
（10） 小島卓哉他："真空管入力アドミッタンス測定器"，昭 35 連大.
（11） W.A. Harris："Determination of lead-wire inductances in miniature tubes", R.C.A. Rev. p 485 (Sept. 1959).
（12） A.D. Williams："Design and performance of a new low-noise triode for use up to 1000 Mc.", P.I.E.E. Pt. B. 106, 25, p 35 (1959).
C.E. Horton："Development of a UHF Grounded grid amplifier", I.R.E. 41 p 73 (1953).
岡村，田宮："UHF 3 極管の電子アドミッタンスの測定"，昭 34，昭 35 連大.
（13） W.R. Murson："A transfer-function meter for the VHF-UHF range", G.R. Experimenter, 32, 10 (1958).
（14） Hamilton, Knipp, Kuper："Klystrons and microwave triodes", Radiation Lab. Series 7.
（15） C.G. Montgomery："Technique of microwave measurements", Rad. Lab. Series, 11, McGraw-Hill.
（16） Pierce, Shepherd："Reflex oscillators", B.S.T.J. 28 (1949).
（17） Pierce："Traveling-wave tube", McGraw-Hill.
（18） 小林大二郎："進行波管4-W-86の整合特性の改良"，通研月報，4，No.10（1959）.
（19） Collins："Microwave magnetron", Rad. Lab. Series, 6, McGraw-Hill.
（20） W.W. Mumford："A broad-band microwave noise source", B.S.T.J. 28, p 608 (1949).
（20） Laico, McDowell, Moster："A medium power traveling-wave tube for 6,000 Mc radio relay", B.S.T.J. 28 No.6 (1956).

UDC 621.317.3：621.372.412

3・2 水晶振動子の測定*

正員 尾上守夫
（東京大学生産技術研究所）

（1） はしがき

水晶振動子は水晶片の弾性振動を利用した圧電振動子であって，数百 c/s から 100 Mc/s 以上にわたる広い周波数範囲で，純電気的素子では企及し得ないような高い周波数安定度と共振尖鋭度が得られる．その特色を生かしてあるいは真空管，トランジスタ等の能動素子と組合わして安定な周波数を発生させる発振子として，あるいは急峻な選択特性を有するろ波器・周波数弁別器を構成する共振子として広く使われている．

水晶振動子の電気的特性は後述の等価回路でよく表わすことができる．したがって，その測定は等価回路定数の決定に他ならない．ただ純電気的素子と異なってこれらの定数は単独に抽きだして測れないから，二端子インピーダンスから誘導して求めることになる．その点一般の電気機械振動子で行なわれる動インピーダンス測定と同じであるが，幸い水晶振動子の誘電体損失は無視でき，また共振尖鋭度が非常に高いから，少数の測定から必要な定数値を精度よく求めることができる．

共振子としての応用では，このような定数測定がはじめから行なわれてきた．しかし発振子としての応用では発振周波数と発振強度に最終的関心があるため，昔はある特定の発振回路に振動子を挿入したときの発振周波数および強度をもって振動子の特性をあらわすものとしていた．しかし，このような方法では発振回路が異なれば値が異なるのみでなく，同一回路でも真

* 3.2-Measurement of Quarz Vibrators. By Morio Onoe, Member (Institute of Industrial Science, University of Tokyo, Chiba). [資料番号 4832].

空管その他のエージングによって常に同一の値が得られるとは限らない．そこで発振子の場合でも振動子の特性を回路とは区別して考え，等価定数をもって表わすようになってきた．

本論文では与えられた振動子の電気端子からみた等価定数測定法を概観する．紙幅に限りがあるので，設計，製造に必要な振動子の内部に立入っての測定，もしくは環境試験法等についてはふれない．

（2）等価回路

（a）等価定数

二端子の振動子の電気的特性は図1の等価回路で表わし得ることがよく知られている．多端子の場合は後述する．等価並列容量 C_0 は水晶が単なる誘電体として呈する容量であって，これに端子等の漂遊容量が加わる．等価直列インダクタンス L_1，容量 C_1 は水晶片の弾性および圧電定数，切断方位，寸法，電極の配置形状によって定まる．これらはいずれも相当の工作精度で得られるのが普通であるから，同種の振動子間で上記定数がいちじるしくばらつくことは少ない．これに対して等価直列抵抗 R_1 は水晶および電極の内部損失，保持，気圧，湿度等に起因するエネルギ損失を表わす項であってばらつきが大きい．以上の4定数が基本の定数であるが，有効数字や測定の便宜のために，つぎの諸定数もよく使われる．

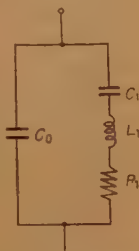



図1　等価回路

$$
\left.
\begin{aligned}
&\text{共振周波数} && f_s=1/2\pi\sqrt{L_1C_1}\\
&\text{反共振周波数} && f_p=1/2\pi\sqrt{L_1C_0C_1/(C_0+C_1)}\\
& && \fallingdotseq f_s(1+1/2r)\\
&\text{容量比} && r=C_0/C_1\\
&\text{共振尖鋭度} && Q_1=2\pi f_sL_1/R_1=1/2\pi f_sC_1R_1\\
&\text{良好度} && M=Q_1/r=1/2\pi f_sC_0\cdot R_1
\end{aligned}
\right\}
\quad (1)
$$

振動子の二端子インピーダンス軌跡は図2のごとくなるので共振，反共振点といってもインピーダンス最小，最大の周波数 f_m, f_n あるいはリアクタンス分零の周波数 f_r, f_a を測っていることが多い．上に定義した f_s, f_p からの誤差は表1に示してある[4]．表にはまた共振，反共振点における 3dB 帯域幅，インピーダンスも示してある．いずれも誤差は M^{-2} に比例しているから後に明らかになるように，高次厚味振動子の場合を除いては無視して差支えない．

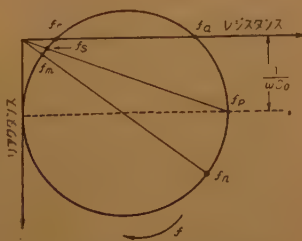



図2　インピーダンス軌跡（非常に誇張してある）

表1　測定条件による誤差

	純リアクタンス	インピーダンス最大最小	リアクタンス分零
共振点	f_S	f_m	f_r
反共振点	f_P	f_n	f_a
共振点のずれ $(\Delta f/f_S)$	0	$-X/2r$	$X/2r$
共振反共振点の間隔	1 式(1)参照	$1+2X$	$1-2X$
共振点の 3dB 帯域幅	—	$(1+2X)/Q_1$	—
反共振点の3dB帯域幅	—	$(1+2X)/Q_1$	—
共振インピーダンス	0	$R_1(1-X)$	$R_1(1+X)$
反共振インピーダンス	∞	$R_1(1+X)/X$	$R_1(1-X)/X$
両者の比	0	$X(1-2X)$	$X(1+2X)$
直列容量付加による共振点上昇	1 式(3)参照	$1-X(1+u)$	$1+X(1+u)$
並列容量付加の際の共振反共振点の間隔	1 式(3)参照	$1+X(1+v)$ $(2+v)$	$1-X(1+v)$ $(2+v)$

こゝに $X=M^{-2}$, $u=(C_0+C_1)/C_L$, $v=C_L/C_0$

容量比 r は漂遊容量を無視し，かつ全面電極の場合を考えれば使用した振動姿態に固有な定数であって，振動子の具体的な大きさや周波数には関係しない．表2は代表的な振動姿態について使用周波数範囲および容量比の概略値を示したものである．部分電極にすれば容量比は多くは増大する．とくに高次厚味振動子のように電極の小さいものでは容量比は表の値よりかなり大きくなる．逆に高次輪廓振動（たとえば ET）の場合は電極を分割して順接続すれば，基本波と同じ程

表2　振動姿態とその使用周波数範囲および容量比の概略値

振動姿態	周波数範囲	容量比
+5° X 板貼合せ屈曲	0.2～10 kc	230
+5° X 棒屈曲（XY 屈曲）	2～16	600
+5° X 板　屈　曲	4～10	230
+5° X 板　　縦	40～200	130
CT 板輪廓すべり	150～500	350
DT 板輪廓すべり	100～250	400
ET 板二次輪廓すべり	400～800	2000
R_1(AT) 板厚味すべり	0.5～15 Mc	190
R_2(BT) 板厚味すべり	3～25	470
n 次厚味すべり	×3,5,7	$\times n^2$

度まで容量比をさげることもできる．

共振尖鋭度 Q_1 は輪郭振動では空気中で 10^4 台，真空中で 10^5 台，特殊のもので 10^6 台である．厚味振動では空気中でも 10^5 台のものが得られる．高次厚味振動では水晶の内部損失のため常温で $16\times10^6/f(\mathrm{Mc})$ が大体の上限である．

Q_1 が高いほど機械振動体として優秀であり，r が小さいほど電気機械結合度は大きい．したがって良好度（Figure of Merit）M は電気機械振動子としての良さをあらわす目安となる．M はまた並列容量 C_0 のリアクタンスと等価抵抗 R_1 との比でもある．Q_1 は最低 10^4 台，容量比は基本波では 10^2 台であるから M は少なくとも 10^2 台になる．高次振動では容量比の増大にともなって M は悪化する．M が2以下では振動子は常に容量性となって並列共振形の発振器では発振不能になる．厚味振動では大体数十 Mc にこの限界がある．

等価定数の具体的数値は広い範囲に分布しているが以上の考察により大体の見当をつけることができる．等価並列容量の値は余り小さくては漂遊容量の影響で特性が損われるし，逆に原石の価格，機械工作の困難から極端に大きな値になることもない．大体数 pF から数十 pF の比較的狭い範囲に収まっている．一方容量比は基本波では数百であるから等価直列容量は 10^{-2} pF 台である．ただし高次厚味振動では n^{-2} 倍になる．したがって周波数を f Mc/s とすれば等価直列インダクタンスは $f^{-2}(H)$ 台，高次厚味振動では次数に関係なく $10^{-2}(H)$ 台である．等価直列抵抗の推定には Q_1 を仮定する必要があるが，かりに 10^5 とすれば $100/f(\Omega)$ 台，高次厚味振動で $f(\Omega)$ 台となる．

（b） 直列または並列容量付加

振動子の使用または測定にあたって，しばしば直列または並列に容量 C_L を付加した際の特性が問題になる．この場合等価回路の形式は変わらない．まず直列付加の場合は図3の等価回路変換が成立する．

ここで

$$\left.\begin{aligned} L_1' &= L_1\left(1+\frac{C_0}{C_L}\right)^2 \\ R_1' &= R_1\left(1+\frac{C_0}{C_L}\right)^2 \\ C_1' &= \frac{C_1 C_L^2}{(C_0+C_1+C_L)(C_1+C_L)} \\ C_0' &= \frac{C_0 C_L}{C_0+C_L} \end{aligned}\right\} \quad (2)$$

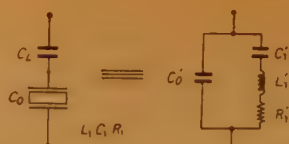



図3 直列容量付加の際の等価回路変換

このとき共振周波数は ΔF だけ上昇する

$$\frac{\Delta F}{f_s} \doteqdot \frac{1}{2}\frac{C_1}{C_0+C_L} \quad (3)$$

つぎに並列付加の場合は単に並列容量が C_0 から (C_0+C_L) にふえたのと同じである．このとき共振周波数は変化せず，反共振周波数は低下する．両者の間隔 ΔF はやはり式 (3) で与えられる．測定条件による式 (3) の誤差は表1に示してあるが，やはり高次振動の場合以外は無視して差支えない．

（c） 発振回路との関連

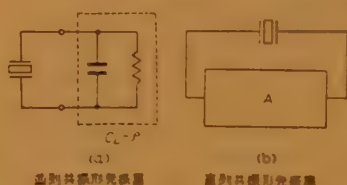
二端子振動子を使用する水晶発振器は図4 (a) のように共振，反共振周波数の中間の誘導性インピーダンスの領域で発振させる並列共振形と，(b) のように位相推移零の増幅回路 A と組合わせて共振周波数で動作させる直列共振形とに大別できる．後者では発振子側からみた回路は容量 C_L と負抵抗 $-\rho$ の並列接続で表わすことができる．この容量を**負荷容量**と呼び，発振周波数は負荷容量を発振子に並列付加した際の反共振周波数（すなわち直列付加した際の共振周波数）に等しい．またこの際の反共振インピーダンスは定常状態の負抵抗に見合っているわけで発振強度（格子電流，発振電圧等）とよい相関があり，PI（Perfomance Index）とよばれる．

(a) 並列共振形発振器　(b) 直列共振形発振器

図4

$$\left.\begin{aligned} PI &= 1/\omega_s^2(C_0+C_L)^2\cdot R_1 \\ &= 1/\omega_s^2 C_L^2\cdot R_1' \end{aligned}\right\} \quad (4)$$

R_1' は式 (2) で与えられ，これが発振強度の目安になるが，同種の発振子では並列容量 C_0 はほぼ一定であるから R_1 で代用してもよい．

直列共振形ではもちろん発振周波数は発振子の共振周波数に一致し（直列負荷容量無限大と考えることもある），強度は R_1 とよい相関をもつ．

以上の理由で発振子の特性は負荷容量付加の際の共

振または反共振周波数および等価抵抗で表わすことが多い．ただし，これでは発振子のもつ4自由度中半分を規定したにすぎないから同種類という暗黙の前提があることを忘れてはならない．周波数，抵抗が同じでも設計が異なる発振子では回路の離調に対する周波数変化，立上時間などの特性が当然違ってくる．

（3）測　定　法

（a）概　　説

共振周波数から十分離れ，かつ後述の副共振がないような周波数では等価回路の直列腕の影響は無視できるから，等価並列容量は普通の容量測定法で測れる．この際注意を要するのは端子および容器の漂遊容量の入り方であって，たとえば Q メータで一端子を接地して測った容量と，いわゆる無調整（ピアース PG 接続）発振器におけるように両端子を浮かして使用する状態の容量とは等しくない．とくに容器が金属罐の場合その接地の有無を明確に規定する必要がある．

直列腕の定数のうち抵抗 R_1 は共振点におけるインピーダンスとして測れる．容量 C_1 は前節に述べた容量付加の際の周波数変化から式 (3) により求めることができる．この際付加容量値を変えて何点か測定を行ない，$1/\Delta F$ と C_L との直線関係の傾斜 $(2/f_sC_1)$ を求めるようにすれば精度が上がる．抵抗についても共振点測定の場合は式 (2), (3) の組合わせによる $1/\Delta F\cdot\sqrt{R_1'}$ と C_L との直線関係（傾斜：$2/f_sC_1\cdot\sqrt{R_1}$），また反共振点測定の場合は式 (4) による $1/\sqrt{PI}$ と C_L との直線関係（傾斜：$2\pi f_s\sqrt{R_1}$）を利用して精度を上げることができる．こうすれば前述のように対地漂遊容量の影響をうけやすい C_0 の値は不要になり，また C_L も相互間の変化分のみという容量としてはもっとも精度の高い較正ができることが大きな利点である．これらの直線関係はまた測定方法や使用部品の精度，副共振の有無などを検討するためにも有力な手段である．最後に等価インダクタンスは f_s, C_1 から求まる．

損失に関する測定としては抵抗を測る代わりに3dB帯域幅から Q_1 を直接求める方法もある．周波数測定のみで標準抵抗を必要としない利点がある．低周波では 3dB 帯域幅が小さくなりすぎて測りにくいが，この際は振動子の励振を急に断って，その自由振動の減幅曲線から Q_1 を求める方が容易である．減幅曲線の包路線は時間 t に関して $\exp(-\pi f_s/Q_1)t$ の形になり，同じ Q_1 ならば周波数の低いほど減幅に時間がかかることになる．

以上述べたところから明らかなように，振動子測定法の中心は共振または反共振周波数の測定法にある．これを大別すると振動子を受動回路網中において測定する方法と，発振回路に挿入して測る方法とがある．受動的方法では周波数可変でしかも周波数安定度が水晶発振器に匹敵するような測定用電源が必要である．いわゆる周波数合成装置はこの目的に便利なものであるが，かなり大がかりになる．

これに対して発振器法で，被測定振動子自体が発振周波数を制御するから測定用電源は不要であり，製造試験とくに温度特性の測定には非常に便利である．しかし受動的方法ほど回路の構成や調整の誤差を厳密に規定できず，また低励振レベルにおける測定が困難であるから標準測定法としては適当でない．

受動的方法はさらに直偏法とブリッジによる零位法とに大別できる．直偏法は回路構成が簡単であり，検波器の感度もあまり大きくなくてよいので広く使われている．おもな欠点は周波数の決定精度がやや低いことであって，共振周波数自体の測定には十分であっても，容量付加や温度変化に対する微少な周波数変化を精度よく測るには不足する場合がある．ブリッジはその点よいが，ひずみ率計の基本波消去回路と同じ作用をもつから測定用電源のひずみ率はブリッジの平衡度だけ高い必要がある．高調波ひずみのごとく低域ろ波器で除けるものはよいが，周波数変換による寄生波，ハムなどによる残留 AM, PM に伴う側帯波などは Q_1 の高い振動子の測定にあたって非常な妨害になる．この点市販の周波数合成装置は不満足なものが少なくない．また測るべき周波数範囲やインピーダンス範囲に応じて多くの種類のブリッジが必要で，振動子の測定には特殊な場合を除きあまり便利なものではない．ここでは現在広く使われている直偏法および発振器法について概観しよう．

（b）伝送法（Transmission Methhod）[(2)(5)]

図5のような抵抗回路網内に振動子を入れ，検波器の出力が最大になる周波数を共振周波数，また振動子の代わりに同じ出力が得られるような標準抵抗を置換してその値を等価抵抗とみなす．表1でいえばインピーダンス最小点の測定に近い．抵抗 R_T は対地漂遊容量を無視しうる程度に小さくなければならない．この回

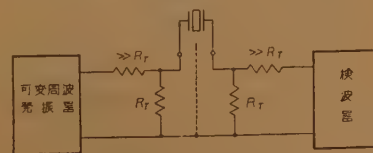



図5　伝　送　法

路は単純で再現性よく，また発振器，検波器等は伝送量測定と共通でよいので，ろ波器用共振子の測定に昔から使われてきたが，最近は振動子一般の測定法として規格にとりあげられ，近く IEC 発振子規格にも採用される予定である．

(a) (b) (c)

図6 直列容量付加

等価直列容量は図6(a) の直列容量付加による．この際注意を要するのは接続点Aの対地容量 C_X の影響であって，C_L を変化させたときに C_X の値が変わらないようにする必要がある．したがって C_L にバリコンを使用する際は (b) のようにシールドを設けるのがよい．C_X が一定であれば，その値は知れなくとも $1/\Delta F$ と C_L との直線関係の傾斜には誤差とならない．あるいはむしろ (c) のように C_L は一定にして C_X を変化させ $1/\Delta F$ と C_X との直線関係の傾斜を求めてもよい．等価抵抗 R_1' はやはり置換法で求まるが，C_X の存在により $[1+(C_X/C_L)]$ 倍だけ見掛上過大になる．

標準抵抗の代わりに減衰器を用いて電圧減衰量から等価抵抗を求めるのも便利である．

見掛上の 3dB 帯域幅は R_T の存在のため $[1+(2R_T/R_1)]$ 倍になり，共振点の決定精度はいよいよ下がる．これを改善するには振動子両端の位相を比較するのがよい．一番簡単にはブラウン管の利用して，あらかじめ標準抵抗を入れた際にリサジュ図が直線になるように調整しておき，つぎに振動子を入れて再び直線が得られる周波数を共振周波数とする．この際は表2でいえばリアクタクタンス分零の点を求めていることになる．周波数が高くなると数百Ω以上の高抵抗は容量性，逆に低抵抗は，誘導性になるのが普通である．したがって初調整は 100Ω 程度の抵抗を使用する方が単に短絡するよりまさっている．位相変化を検知する方法としてはこの他に位相計の利用[6]，位相反転トランスと減衰器で一種のブリッジを組む方法[7]などがある．

高次厚味振動子の測定では M の低下による誤差の増大を防ぐために，振動子に並列にコイルを付加して C_0 を補償することが行なわれる．しかしこのような周波数帯では各部の残留インダクタンスなども大きくきいてくるためになお検討を要する点が少なくない．

伝送法で反共振点の測定もできるが，C_0 の測定に問題があるため，むしろつぎの方法が便利である．

(c) ヤウマン接続法

ヤウマン接続の水晶ろ波器用共振子は図7の回路による測定法がとくに便利である．この回路は一種の容量ブリッジであるから共振周波数から十分離れた周波数で振動子を入れない場合と入れた場合について C_L を加減して平衡をとれば，そのときの C_L の値の差から並列容量が求まる．振動子を入れて平衡をとった状態で両端の終端インピーダンスを十分低くし，周波数を変えて最大出力を求めれば共振周波数が求まり，そのときの抵抗は置換法または電圧減衰量から求まる．C_L を平衡値より大にすれば共振点より高い側に，また小にすれば低い側に減衰極が生じるから，これを反共振点とみなして式 (3) により等価直列容量が求まる．C_L の較正は変化分のみでよいことは明らかである．この際検波器の負担を軽くするため終端インピーダンスは十分高くして差支えない．

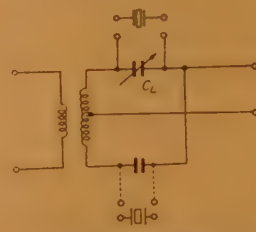



図7 ヤウマン接続法

ろ波器用共振子ではしばしば二つの共振子の等価インダクタンスがよくそろっていることが要求される．このような場合インダクタンスの値そのものより，両インダクタンスの比を精密に求めることが必要であるが，それにはつぎの方法が便利である．まず両共振子の共振周波数 f_A, f_B を予め測ってから ($f_A<f_B$ とする)，図7の回路の両腕に点線で示したようにそれぞれ入れると図8のごとく二つの減衰極が得られる．図示のごとく f_A, f_B から減衰極までの周波数を求めてつぎの K_1 なる量を計算する．この際 C_L は減衰極が測定に便利な位置にくるように適当に加減して差支えない．

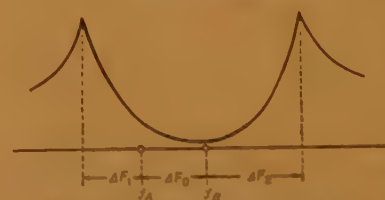



図8 ヤウマン接続の両腕に共振子を入れた場合の特性

$$K_1=\frac{1+\dfrac{\Delta F_0}{\Delta F_2}}{1+\dfrac{\Delta F_0}{\Delta F_1}} \tag{5}$$

つぎに共振子の位置を互いに交換して全く同じ測定をくりかえし，そのときの式 (5) の値を K_2 とすれ

ば，インダクタンスの比は次式で求まる．

$$L_{1B}/L_{1A}=\sqrt{K_1K_2} \qquad (6)$$

このとき $\sqrt{K_1/K_2}$ はトランスの不平衡度になる．

容量または抵抗で中点タップをとった変形ヤウマン接続[8]でも本節の測定は可能であるが，共振周波数の精度が若干下がる．

（d）クリスタル・テスタ[9]

図9はクリスタル・テスタとよばれる回路で，後述CIのメータとともにJIS発振子規格に採用される．容量 C_S は負荷容量を C_L としたとき

図9　クリスタルテスタ

$$\frac{1}{C_L}=\frac{1}{C_A}+\frac{1}{C_S} \qquad (7)$$

になるように，また $C_A \gg C_B$ になるようにえらぶ．周波数をかえたときの電圧計の指示は図10のように急峻な谷を生じる．谷の両側がほぼ左右対称になるように C_B を調整した場合，谷底の周波数を負荷容量 C_L のときの共振周波数とみなす．このときの抵抗 R_1' は次式で求まる．

図10　真空管電圧計の指示

$$R_1'=\frac{K}{\frac{V_b}{V_a}-1} \qquad (8)$$

ここに　$K=Q'/\omega_sL(\omega_sC_A)^2$

Q' は共振回路 L-C_B-C_A の共振尖鋭度である．係数 K は上式から計算するか，あるいは標準抵抗との置換によって較正できる．等価直列容量は C_S 一定のまま図9点線で示す並列付加した C_a なる容量を変化させて谷底の周波数変化を測り，式(3)から求める．ただしこの回路では f_S の測定が厄介なので，周波数変化 Δf は任意の基準周波数から測り，その代わり $(C_0+C_a+C_L)$ なる容量 C_T の絶対値を正確に求める．そうすれば $\Delta f\cdot C_T$ と C_T の直線関係が $C_T=0$ の軸をきる点が $f_SC_1/2$ になる．

（e）Qメータ法[10][11]

Qメータを利用しても共振または反共振点に着目した測定は可能である．ただし内蔵発振器はきりはなして外部から微調のきく周波数を供給した方がよい．Qメータの共振回路をほぼ共振周波数に同調させておき，それに振動子を並列に接続し，周波数を変えると図11のような指示が得られる．

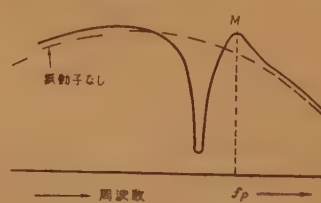



図11　Qメータの指示

M 点が反共周波数に相当する．同調容量を変えると並列容量を変えたことに相当するからそのときの M 点のずれから式(3)により C_1 が求まる．また M 点の高さと振動子がない場合の高さから反共振インピーダンスが判るから式(4)により R_1 が求まる．この際図11の谷底は共振周波数 f_S に当るが，振動子が共振回路に直結しているため谷の幅が広くなりすぎて精度よく求まらない．等価抵抗 R_1 が低い場合は共振回路のコイルに振動子を直列に入れて，そのときの出力最大となる周波数を求めてもよいが，簡単には振動子の端子を短いループで短絡してコイルに結合させる．そうすれば図10と同じような鋭い谷が得られて精度が上がる．抵抗 R_1 はコイルに直列にいれた場合は通常の Q メータの使用法にしたがって，またループにした場合は置換法により求まる．後者の場合は図10において V_a，V_b の2乗調和平均 V_C における帯域幅を3dB帯域幅の代わりに使って Q_1 を求めてもよい．

（f）CIメータ（Crystal Impedance Meter）

図12の直列共振形発振器[12]を利用するもっとも代

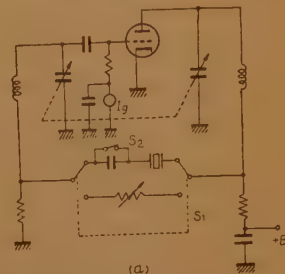
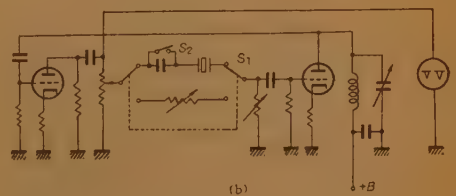



図12　CIメータ

表的な発振器法[13]であって，MIL 関係の規格によく使われている．JIS の発振子規格にも採用されている．(a) の回路は，ひずみ率はよいが等価抵抗が大きくなると発振しにくくなるから大体 1 Mc 以上で使われ，それ以下では (b) が使われる．

スイッチ S_1 を振動子側に倒しても，標準抵抗側に倒しても発振周波数および強度（(a) では格子電流，(b) では発振電圧）がともに変化しないように同調回路および置換抵抗を調整し（回路側の位相推移を零にすることに相当する），そのときの発振周波数および抵抗を振動子の共振周波数，等価抵抗とみなす．スイッチ S_2 をひらいて同様の測定を行なえば，直列容量付加の際の特性が求まる．

(4) 測定の際の注意

(a) 温度特性

よく設計された振動子では，微細な経年変化と次節の励振レベルによる変化を除けば特性はほとんど温度のみに依存する．温度特性には水晶や電極の材料自体の特性によるゆるやかな変化と支持線，容器，空げきなどの共振や副共振に起因する急激な変化とがある．一般にこれらの妨害共振系の周波数温度係数は，主共振のそれにくらべて非常に大きいから，その影響はある温度の近傍のみでおこり遠くにおよばない．しかし逆にいえば広い温度範囲のどこかで起こる可能性が大きい．したがって温度特性は使用温度範囲で連続的に測ることが必要である．ただ製造検査のような場合は温度は必ずしも正確に知る必要はないから，あらかじめ冷し，あるいは熱した振動子を室温に放置したときの周波数および抵抗変化が許容限度をこさないことを確かめれば十分なことが多い．これに対して温度特性そのものに関心がある場合は，温度変化をゆるやかにし十分時間をかけて測定しなければならない．とくに真空封入した Q_1 の高い振動子は熱時定数が大きいのみならず，振動子内に温度こう配があると見掛上変化が大きくなることがあるので，この注意が肝要である．

妨害共振系による周波数および抵抗変化は，多くの場合図 13 の形になり，その最大変化の間にはつぎの関係が成立する．

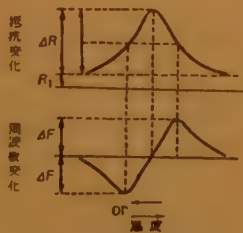



図 13　妨害共振系の影響

$$\frac{\Delta R}{R_1}\Big/\frac{\Delta f}{f_s}=4\,Q_1 \qquad (9)$$

したがって主共振の Q_1 が高い場合は，周波数変化よりむしろ抵抗変化の方が妨害の有無を検出しやすい場合が少なくない．

(b) 励振レベル

振動子の特性はまた励振レベルによって変わる．これは振動自体の非直線性によるものと振動子の損失に伴う温度上昇による二次的なものとに大別できる．前者は内部ひずみ，すなわち直列腕の電流に，後者は消費電力に強い相関がある．後者は熱時定数が大きいから高いレベルで励振しておいて急にレベルをさげて測定すれば分離することが可能である．最近の振動子は高次厚味振動を除き前者で許容レベルが抑えられることが多い．

励振レベルの規格は電流で与える場合と電力で与える場合がある．電力で与えると同一振動子では負荷容量をかえても共振時における直列腕の電流は一定であるという利点がある．しかし Q_1 の高い振動子ほど過酷な試験をうけることになることを忘れてはならない．

(c) 副共振

水晶振動子には弾性振動体の常として，目的とする主共振以外に多くの副共振が存在する．もちろん製造にあたり副共振を主共振からできるだけはなし，かつ弱くすることにつとめてはいるが，全ての副共振を完全に除くことは不可能である．副共振をも考慮した振動子の特性はある特定の温度においては図 14 の等価回路で表わすことができる．直列腕 L_1-C_1-R_1 が主共振，他が副共振に当たる．副共振だからといって Q が非常に下がることは少ないが，主共振にくらべて等価インダクタンスしたがって等価抵抗が非常に大きいのが普通である．インピーダンス特性から各等価定数を決定することは原理的に可能であるが，煩雑であるから副共振に関してはその共振周波数と等価抵抗とのみを測るのが普通である．この際注意を要するのは負荷容量によって特性とくに主共振との関係位置が異なることである．たとえば直列容量付加の場合，副共振の周波数上昇は等価インダクタンスが大きいため主共振のそれに比べてはるかに少ない．したがって副共振が主共振よりわずかに高い周波数にある場合には，容量値のいかんにより両者の上

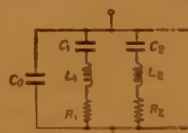



図 14　副共振を考慮した等価回路

下関係が逆になり，その中間では結合効果がみられる．したがって主共振の共振周波数上昇を式 (3) で計算すると最大100 $\sqrt{L_1/L_2}$ % にのぼる誤差を生じる．等価定数測定に当って副共振のおそれがある場合は 3(a) に述べた直線関係を確かめることを怠ってはならない．

温度が変わると逆に副共振の共振周波数変化の方が主共振のそれに比べてはるかに大きいから，副共振が主共振の近くにあり，かつ温度係数の符号が適当ならば，温度のいかんにより両者の関係位置が逆になり，その中間では 4(a) に述べた結合効果がみられる．この結合は水晶片内部の弾性結合に基づくもので，図14の等価回路ではたとえ各腕の温度係数を考慮に入れても表わすことはできない．

副共振の影響はろ波器の場合は抵抗値とよい相関がある．たとえば共振子と容量とのみからなる終端インピーダンス Z_0 の平衡形ろ波器の減衰量は，副共振の周波数において $20\log[R_2/(R_1+Z_0)]$dB まで低下する．これに対して発振器の場合は回路の特性と複雑にからみあっていてなお解明を要する点が少なくない．大略つぎのようになる．

(A)　主共振から十分はなれた強勢な副共振は回路を適当にすれば単独に発振さすことができる．実際輪郭すべりや厚味すべりの高次振動子はそのような使い方をしているわけである．このような副共振は同調回路をもつ発振器では問題にならないが，無調整回路のごとく選択性の悪い発振器の設計では注意を要する．

(B)　主共振の近くに強勢な副共振があると回路状態の僅かな変化，過励振，電鍵操作等により主として主共振で制御されていた発振が主として副共振で制御される発振に飛躍的に変化することがある．

(C)　主共振の負荷容量および温度による周波数変化範囲内に副共振が入ってくると，発振自体は主共振によって制御されているが，前述の結合効果による発振周波数および強度の変化がある．これはかなり微弱な副共振でも問題になり，しかも負荷容量と温度が関係してくるので許容基準をきめるのがむずかしい．実際ある負荷容量では平滑な温度特性が得られるのに，負荷容量が異なると急激な変化が生じることは珍しくない．

副共振の定量的測定は受動的方法によらねばならない，測定用電源の周波数を徐々にかえながら出力をみるわけであるが，微細な変動をもれなくとらえるために，周波数をモータ等で掃引し，出力をペンオシロ等で自動記録するのが便利である．共振子のように掃引周波数範囲をひろくとるものでは，図5,7のごとく同調回路を含まない回路が便利である．ただし伝送法では等価並列容量のリアクタンスより格段に大きい抵抗の副共振は検出できないから，要求のきびしい共振子に対しては図7の回路が適している．

図9や Q メータでは同調容量を周波数に連動させれば掃引周波数範囲を広くとれる．検出感度が高く，抵抗値に対して指示が圧縮されているから記録器を過負荷にするおそれがない等の利点がある[14]．

発振器法では既述のようにあらわれてくる影響が複雑なため定量的測定は困難であるが，製造検査には使われている．たとえば CI メータで負荷容量をかえしてゆくと (C) の形の副共振は発振強度の変化からかなりよく検知できる．また負荷容量は一定で同調回路を ±10% 程度離調してみるいわゆる離調法は (B) および (C) の形を幾分かずつ対象としていると考えられる．この際B電源を開閉すると (B) の形の検出感度は高まる．

(5)　多端子振動子の測定法

格子形ろ波器用共振子，あるいは屈曲振動を使用した低周振用振動子では2対の電極をもつ多端子の場合が少なくない．対をなす電極相互間以外には圧電結合を生じるような電界がない場合は図 15 の等価回路が成立する．二端子の場合と両端に理想変成器がある点が異なる．ただし，いずれか一方の変成比は任意にえらんでよいから両者の比のみが問題になる．

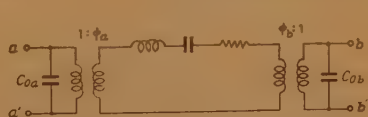



図 15　多端子振動子の等価回路

b-b' 端子を短絡して a-a' 端子からみたインピーダンスは二端子振動子と同じであるから既述の測定法で測定できる．その値を $C_{0a}, C_{1a}, L_{1a}, R_{1a}$ とする．逆に a-a' 端子を短絡して b-b' 端子から測定しその値を $C_{0b}, C_{1b}, L_{1b}, R_{1b}$ とすれば，つぎの関係式から求める比が求まる．

$$\left(\frac{\phi_a}{\phi_b}\right)^2=\frac{L_{1b}}{L_{1a}}=\frac{C_{1a}}{C_{1b}}=\frac{R_{1b}}{R_{1a}} \tag{10}$$

b-b' 端子からの測定は全部の定数にわたる必要はなく，たとえば抵抗のみで差支えないわけである．

(6)　む　す　び

以上水晶振動子の測定法を概観した．現在共振周波

数の決定精度は10^{-6}，負荷容量を仲介として発振子と回路とを結びつけたときの発振周波数確度は10^{-5}程度である．周知のように周波数規制は厳しくなる一方であるから，一層高精度でしかも簡便な測定法とともに正確な微小容量，位相推移の少ない標準抵抗の開発が強く望まれている．

また高次厚味振動子の測定法については残留インダクタンスをも考慮していかなる等価回路を採用すべきか，測定の基準面をどこにえらぶか，Mが下がるための測定精度の低下をいかに補償するか等振動子自体に関する問題以外に，この周波数帯で標準とすべき容量，抵抗などの素子についても検討を要する点が少なくない．

さらに高Q，低励振レベルの高安定度振動子の測定法，極低温における測定法，なども今後の課題である．標準測定法は受動的方法にうつりつつあるが，それに伴って高安定度，低ひずみ率の測定用電源の開発が望まれている．従来の周波数合成装置は元来測周用に設計されたものが多く，必ずしも振動子の測定には最適とはいえない．

また本論文にはとりあげなかったが，発振子の相手となる発振回路の特性の測定法も振動子の測定法と並行して攻究されなければならない．

終りに有益な御助言を賜わった高木昇教授に厚くお礼申上げる．

文　献

測定法全般の参考として (1)〜(4) をあげておく．

(1) W.G. Cady : "Piozoeletricity", Chap. XV, Mc Graw Hill Co. (1946).
(2) L.F. Koerner : I.R.E. 39, p 16 (Jan. 1951).
(3) E.A. Gerber : I.R.E. 41, p 1103 (Sept. 1953).
(4) 高木，尾上：通研成果報告，No. 365 (1953).
(5) E.A. Gerber & L.F. Koerner : I.R.E. 46, p 1731 (Oct. 1958).
(6) F.J.M. Laver : P.I.E.E. Pt. III, 97, p 93 (1950).
(7) 尾上：信学誌，38，p 444 (昭 30-06).
(8) 高木，尾上：信学誌，33，p 127 (昭 25-03).
(9) 古賀，斎藤，楠：信学誌，37，p 613 (昭 29-09).
(10) D.W. Dye : Proc. Phys. Soc. 38, p 399 (1926).
(11) W.D. George et al : I.R.E. 36, p 1122 (1948).
(12) K. Heegner : E.N.T. 15, p 359 (1938).
(13) A.C. Prichard & M. Bernstein : Electronics, 26, p 176 (May 1953).
(14) 古賀，福与：信学誌，36，p 59 (昭 28-02).
(15) 尾上：信学誌，37，p 113 (昭 29-02).

UDC 621.317.3 : 621.372.62

3.3 パラメトロンの測定*

正員　福　井　憲　一
（電気通信研究所）

(1) は し が き

パラメトロンの場合にも，一般の通信測定技術がそのまま適用できることはもちろんであるが，パラメトロンが強磁性体の非線形特性を利用した発振素子である点から，つぎの諸点を特に注意する必要がある．

① 消磁の状態，② 機械的応力，③ 温度，④ 磁わい現象

パラメトロン磁心が過去において強磁界において励磁された履歴をもつ場合はもちろんのこと，そうでない場合にも厳密な測定を行なう場合には完全な消磁を行なうことが必要である．消磁は磁心のキューリ点以上に温度をあげて熱消磁を行なうかあるいは交流消磁による．後者の場合には簡単のために通常励振線に大電流を流す場合が多い(1)．つぎに磁心に機械的応力が加わるとパラメトロンの発振状態が変化するので，磁心に機械的な力が加わらないようにし，さらに交流消磁を行なった後に測定を行なうとよい．この際消磁をおこたると磁心の形状によっては機械的な力が加わる前の発振状態と異なる場合がある(3)．温度の依存性が強い現在のパラメトロン磁心では，測定に際して温度条件を明らかにしておくことは当然であるが，最後の磁わい現象による妨害振動は，発振電圧や励振電力の測定に当ってはあまり問題にならないが，結合余裕度等の測定には著しく影響を与えるので，磁わい振動の程度をあらかじめ確認する等の処置が好ましい(3)．

ここではパラメトロン素子の測定のうち，比較的多く用いられている測定法，測定器の代表的なものについて述べる．

* 3.3-Measurement of Parametrons. By KEN-ICHI FUKUI, Member (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). ［資料番号 4833］

(2) 磁心の測定

磁心の特性をあらわすパラメータとしては，Γ,β,L,Q 等があるが，このうちインダクタンス L は現在のパラメトロン磁心のLのバラツキを補正する手段として製作の際容量の若干異なった蓄電器と組合わせて使用している関係上，L について選別する必要があり，全数測定が可能な測定器が望ましい．図1はインピー

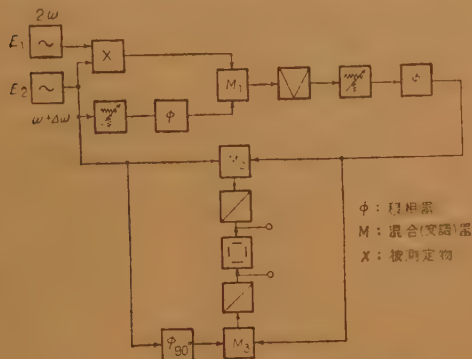



図1　パラメトロンインピーダンス測定器 (Γ 測定器) ブロック図

ダンス測定器またはΓ測定器といわれるもので，被測定素子 X に励振角周波数 2ω なる発振器 E_2 と，角周波数 $\omega+\Delta\omega$ の発振器 E_1 の出力を加え，この X の出力と E_1 の変調積を作り，さらにこれを 90° の位相差をもたせた E_1 出力で変調して直交成分をとりだせば，出力 A および B にはそれぞれ X の抵抗とリアクタンス分とが分離して現われ，これをブラウン管の水平，垂直軸に加えると図2の波形が得られる．この図から

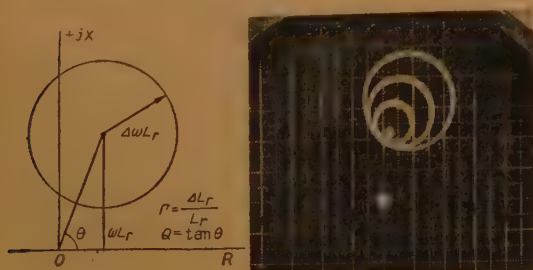



図2　パラメトロンコイルのインピーダンス軌跡

励振率 Γ は垂直軸方向の円の中心の偏移量と円の半径の比で表わされ，Qは円の中心の水平方向および垂直方向における原点よりの偏移量の比として求められる．これらの量はそれぞれ A,B に電圧計を挿入してその量から求めてもよい．図2の写真はめがね形磁心の実測例を示し，直流バイアス $L_{dc}=0.5$ A，励振電流 $I_{2f}=0$～0.3A で中央やや下の光点が原点を示す．

さらに β は励振電流零のときのインダクタンス X_0 と励振電流 I_e を加えたときのインダクタンス X_e とより $\beta=(X_e-X_0)/2X_e$ として求められる．Γ,β はこの他に変調積の周波数成分を選択増幅器で分離測定して求める方法も用いられる[(4)]．

パラメトロン磁心のインダクタンスは，直流バイアスを加えた状態かあるいはこれにさらに励振電流を流した状態で測定する．磁心をこの測定によって選別する場合が多いので，いずれの場合にも磁心に巻線をほどこさず測定棒を磁心にさし込むだけの操作によってインダクタンスを直読できるものが用いられる[(5)]．測定するインダクタンスは通常数+nH 程度に小さいので，測定端子のリード線の残留インダクタンスが小さくなるような構造とする必要がある．図3は端子を板状にして残留インダクタンスを小さくした1例を示す．

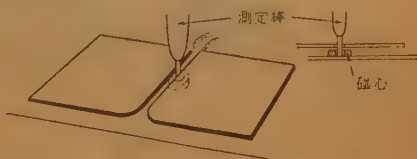



図3　磁心測定端子の構造の一例

(3) 発振電圧，発振領域の測定

パラメトロンの発振電圧は通常よく較正されたシンクロスコープを使用し，波形，立上り時間，下り時間等も同時に観測するが，高周波電圧計を用いる場合も多い．後者の場合には通常波高値形のものを用い，励振電流は連続波とする．励振波を変調する場合には，あらかじめ励振および発振波形に十分注意して，次段のパラメトロンのたねとなるべき発振波の定常値を測定すべきである．

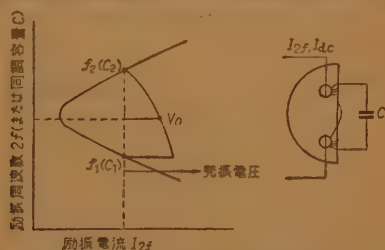



図4　パラメトロンの発振領域

発振領域は励振周波数 $2f$，または同調容量 c を変えて発振領域を測定し，これによってパラメトロンの均一性を知ることができ，また次式から励振率Γに等価な量として，Γ^*,Γ_c が算出できる．†

$$\Gamma^*=2(f_2-f_1)/(f_1+f_2) \qquad (1)$$

† Γ^*,Γ_c にはパラメトロン Q のが影響するが，実用的な量として Γ よりも Γ^*,Γ_c を測定する場合が多い．

$$\Gamma_c=(C_2-C_1)/(C_1+C_2) \qquad (2)$$

発振領域または発振電圧の測定の手数を省くため，励振電流，励振周波数，あるいは同調容量等を自動的に変化し，記録紙に発振領域または発振電圧を記録する測定器も発表されている[6]．またパラメトロンの直流バイアスを変化し，発振電圧を測定すれば，図5(a)のような特性が得られる．したがって，あらかじめ直流バイアス電流値とパラメトロンコイルのインダクタンス，Γ 等の関係を求めておけば，特性のよくあったパラメトロンを得ることができる．東京電気化学では直流バイアスを商用周波数で変化し，この方法で磁心の選別を行なっているが，図(b)にその発振波形を示す．

(a)

(b)

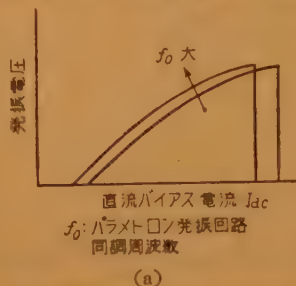



図5 直流バイアスを変化させた場合の発振特性

(4) 励振電力の測定

励振電力はパラメトロンの励振インピーダンスを測定する方法と電圧，電流の積から求める方法が多く用いられる．前者は(2)に述べたインピーダンス測定器(Γ 測定器)を用い，励振インピーダンスと励振電流とから励振電力を求めることができる．図6は後者による方法で，パラメトロンの励振電圧および電流ベクトルを別個に増幅し，変調積をつくりその直流分を取り出して電力を測定するもので，数 mW 以上の電力が5％以内の誤差で測定できる[7]．

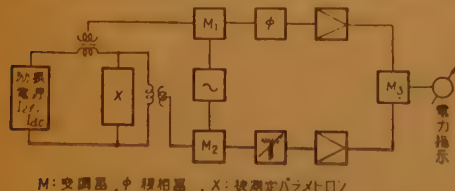



図6 パラメトロン電力計のブロック図

このほか広帯域ブラウン管を用いて，面積法により励振電力を測定する方法も提案されている[8]．

(5) 結合余裕度の測定

図7は結合余裕度の測定回路の一例を示す．たねとなるⅠ相パラメトロンの出力側に抵抗減衰器をつなぎ，Ⅱ相の被測定パラメトロンの入力変成器の入力レベルを制御できるようにする．たねの位相を反転させて，これに応じて被測定パラメトロンの位相が変化する限界まで抵抗減衰器の減衰量を増し，この値を結合余裕度とする．位相の監視はブラウン管にリサージュ図を画かせてみるのが簡単である．図の(b)に示すように，励振位相またはたねと発振位相との位相差が余裕度に影響を与えるので，測定に先立ち2パラメトロンの位相を合わせておく必要がある．

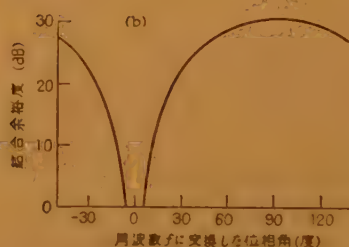
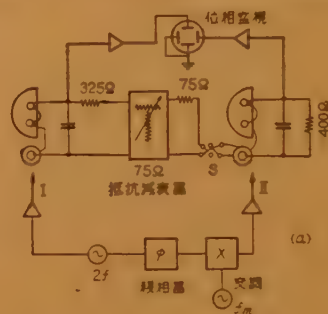



図7 結合余裕度の測定回路および位相角と結合余裕度の関係

(6) その他の測定

製作したパラメトロン素子が，装置に組込んで十分安定に動作するか否かを簡易に判定することは困難であるが，子，孫パラメトロンからの逆結合，励振電流および周囲温度の変動，磁わい等による雑音等の影響に対しどの程度の余裕度を有しているかをユニットの段階で測定しておく方が安全である．このような考え方の測定に

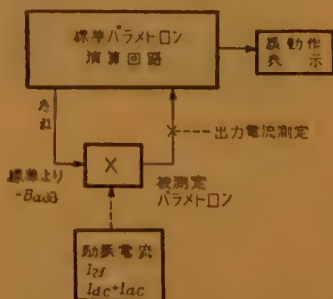



図8 パラメトロン動作マージン測定回路

はいくつかの方法があるが，図8はこのうちの一方法を示したもので，測定しようとするパラメトロンのたねを正規のものより Ba dB 低くし，さらにこのパラメトロンに加える直流バイアス電流 I_{dc} に商用周波数の電流 I_{ac} を重ね合わせ，励振電流も正規の電流値より若干低くした状態で演理動作を行なわせ，演算を誤まらないことを確認する．この方法と出力電流測定とを並用すれば，パラメトロン素子の均一性，特に発振領域過小，磁わい振動の過大等の不良素子を容易に知ることができる[9]．

パラメトロン磁心の磁わい振動は，通常パラフィン処理を行なって防いでいるが，この測定には前述の方法による他，変調周波数を数百サイクル程度に下げ，このときの発振波形を測定すると便利である．パラフィン処理を行なわない場合の磁わい振動の Q は十分高く通常1000以上もあるので，磁わいのない場合のパラメトロン発振電圧の下り特性とよく分離して測定できる[10]．図9はめがね形磁心の測定結果の一例を示し縦軸の一目盛は 0.1 V に拡大してある．ここで注意を要するのは磁わい振動の特質として，磁心の形状，寸法，材質により発振周波数によって著しく磁わい振動の大きさが異なるので，目的によっては励振周波数，変調周波数を変化して磁わい振動の大きさを求めておく必要がある．

めがね形磁心　$2f$=2.10MC，f_m=1kc
I_{dc}=0.5AT，I_{2f}=0.3AT　パラフィン処理なし

図9　磁わい振動の一例

上述のほか立上り時間，下り時間，励振電流の発振回路への漏れ，発振位相，雑音等の測定は一般の通信測定の手法をそのまま適用できる．

（7）今後の動向

フェライト磁心を用いるパラメトロンでは，素子の均一性を確保するため，磁心を特性に応じて分類し，これに見合う蓄電器と組合わせて使用する場合が多いが，この場合磁心のインダクタンスのみでなく，素子としての諸要求を満足するか否かを発振巻線をまかない段階で測定できることが好ましい．もしも一回巻でかかる測定が可能になれば，測定を自動化することにより選別は容易になり，選別後巻線を行なうことにより巻線後の歩留りを著しく向上することができる．この場合測定機構の電気的接触の問題，残留インダクタンスによる測定誤差の問題が解決すれば，測定は可能となろう．

パラメトロンは従来の使用経験からみて，接続障害特にはんだ付不良と蓄電巻リード線の接触不良等があげられており，場合によっては振動試験，弱電流導通試験等の処理を行なう必要がある．またパラメトロン素子を構成する諸部品はいずれも比較的長寿命と考えられるものを使用しているが，現在のところ適当な加速寿命試験の方法は確立されていないので，正確な寿命の評価は今後の問題となろう．

（8）む　す　び

現在最も広く用いられているフェライト磁心を用いたパラメトロンに関する測定のうち，主要と思われるものについて述べた．この他複合パラメトロンのような特殊接続法を用いたパラメトロン[11]や誘電体，半導体，金属薄膜等を用いたパラメトロンについては，特別な考慮を払う必要のある事項もあるがここでは省略した．またパラメトロン装置の試験用として 2～300 kc を用いてパラメトロン論理布線の良否を判定する配線試験器や，パラメトロンの発振位相を比較する位相測定器，発振位相を判別するパラメトロンテスタ等種々の製品が市販されているが，部品測定から離れるので割愛した．

文　献

（1）福井："パラメトロン磁心について"，磁性材料専委資料（1959-06）．
（2）福井，倉田："パラメトロンに及ぼす機械的応力の影響"，昭 33 信学全大，371（1958-10）．
（3）福井，葉原："変形パラメトロンの引込感度について"，昭 33 信学全大，1051（1958-05）．
（4）高橋他："パラメトロンとその応用"，通信学会刊，（1960-02）．
（5）清水，岩瀬："パラメトロン磁心の選択用ブリッジ"，昭 33 連大，134（1958-05）．
（6）たとえば坂口，熊谷："自動記録形パラメトロン発振領域測定器"，KDD 研究資料，116（1959-04）．
（7）清水，宮崎："新形パラメトロン電力計"，昭 34 連大，108（1959-04）．
（8）大島他："新しいパラメトロンユニットについて"，国際通信の研究，22（1959-07）．

（9） 福井,夏田："パラメトロン動作安定領域の測定法"，昭 35 連大，1593（1960-07）.
（10） 倉田："めがね形パラメトロンの磁わい振動"，昭 35 連大，1595（1960-07）.
（11） 福井，倉田："複合パラメトロン"，昭 32 信学全大，（1957-11）.

UDC 621.317.3：681.14 "74"

3.4 記憶素子の測定*

正員 山田茂春
（電気通信研究所）

（1） はしがき

記憶素子が実用化されはじめてから 10 年余りの年月を経ている．この間幾多の記憶素子，記憶方式が考案され，また実用されて来た．リレー，三極管フリップフロップ，放電管，等からドラム，テープ，磁心記憶，さらに高速度を目的とした新しい素子，たとえば超伝導素子，磁性薄膜等既に実用化されているもの，あるいは開発途上にあるもの等数多くの種類にわたるのであるが，これらの素子は冗長度をもたない*装置に適用されるものであるため，あらゆる可能な動作条件に対して誤動作をしないことと長寿命とが保証されなければならない．したがって記憶素子の測定はそれによって上述の保証が与えられ得るようなものでなければならない．また記憶素子には高速度性と経済性とを具備することが望まれる．記憶素子の測定は，大きくいって信頼度，安定度の測定，動作速度に関する測定，消費電力に関する測定とで構成されるといえる．信頼度，安定度の測定はダイナミックテストによって行なわれ，速度の測定はスイッチイング時間，あるいは帯域幅の測定によって行なわれる．また経済性については，製造過程，駆動装置，消費電力等から推定されよう．

本文では現在最も多く利用されている記憶素子について上述の観点から，測定項目，測定法，測定回路等について要約してのべてみたい．紙面の都合上詳細な説明は困難でありこれらは文献にゆずることとしたい．

（2） 磁心記憶における測定

ここで磁心記憶というのは狭い意味のそれで，記憶磁心をマトリクス状に配列したいわゆるランダムアクセス記憶をさすものである．磁心記憶には直流パルスによる破壊的な記憶[(1)]と，2 周波による非破壊的な記憶[(2)]とが考案されており，測定内容も多少異なる．

（a） パルス記憶における測定

はしがきにのべた 3 つの主要な項目を代表する測定対象として，S/Nの測定，スイッチング時間の測定，抗磁力，矩形率の測定があげられる．これらはほとんど標準化された方式が確立されているといってよい．

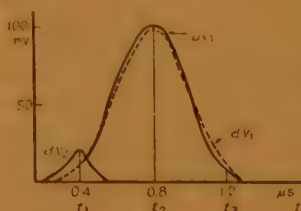
（i） S/N の測定 S/N の測定はいろいろの組み合せで行なわれる．"1" の読み出し電圧と "0" の読み出し電圧との比が S/N であって，通常は Partial drive すなわち半分の駆動電流を与えて妨害された状態の読み出し電圧を測定するのである．妨害された "1" の電圧と妨害された "0" の電圧が S/N の最も悪い組合せであるが，これらは妨害の回数および妨害電流の大きさによって異なったものとなる．このうち回数の方はある回数以上になると妨害効果が飽和してくる．一般に半駆動を受けた磁心の出力は reversible なものと irreversible なものとがあり，reversible な変化に対する出力は短いスパイクである．irreversible な変化に対する出力は，domain の変化に伴うパルス幅をもっている．妨害を与えたときの出力は最初の妨害に対してはかなり irreversible な変化部分を含むが，2 回目以降は reversible な変化が大部分である．

UV_1：ディスターブされない "1" の読み出し電圧
dV_1：ディスターブされた "1" の読み出し電圧
dV_2：ディスターブされた "0" の読み出し電圧

図1 読み出し電圧波形

図1は "1" の読み出しと "0" の読み出し波形とを示したものである．妨害電流の大きさは $I_W/2$ あるいはこれより10%

---

* 冗長度をもたせて error correction をすることも可能であるが，これは error の起こり方と装置の経済性に関係する．

* 3.4-Measurements of Memory Elements. By SHIGEHARU YAMADA, Member (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). [資料番号 4834]

(ロ) 駆動電流と出力電圧およびスイッチ時間

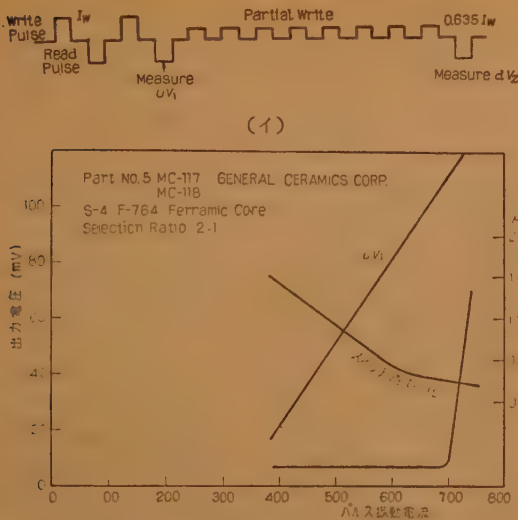



図 2

程度大きいものを用いている．図2はゼネラルセラミックス社での測定波形系列とその結果を示したものである．

実際のマトリクスでは，半駆動された磁心の出力は選択された読み出し出力波形に重ね合わされる．この場合 X, Y 巻線に流す半駆動電流の影響にくらべると，禁止電流による半駆動出力電圧の影響の方がはるかに大きい．最悪の場合は，全磁心からの半駆動出力が重ね合わされる結果となる．このためセンシング増幅器がブロックされると，つぎの読み出しを誤まらせることになるため，半駆動出力は，できるだけ小さいことが望ましい．半駆動出力はさきにものべたように出力波形の時間幅が狭いため，"1" のピークの位置でストローブすることによりS/Nは大きく改善される．図2(ロ) は実用されている磁心の UV_1, dV_z を示した．S/Nは磁心の角形の度合を示す矩形率に左右されるため，矩形率が1に近い磁心ほどよい．

(ii) スイッチング時間の測定　磁心が $-B_r$ から $+B_r$ にスイッチされる時間をスイッチング時間といい，これは記憶動作の速度を左右する．スイッチング時間は駆動磁界 H に対し

$$\tau=\frac{S}{H-H_0}$$

で示される関係にある．S はスイッチ係数と呼ばれる比例定数である．磁化の反転機構は磁壁移動によるもの，1様でない回転によるもの，および一様な回転によるものがあるが，バルクの材料では磁壁の移動による反転が大部分であり，反転時間は μ秒の大きさである．スイッチ時間は定電流パルス磁界(図3)を印加して磁化を反転させたときの出力波形の10%—10%の時間で測定するのが普通である．この場合駆動電流の build up time および fall time はスイッチ時間より充分小さいことが必要である．また駆動電源の内部インピーダンスは充分高く，磁心がスイッチされることによる電流の変動が充分小さいものでなければならない．内部インピーダンスが低いとスイッチ時間は大きめに現われる．

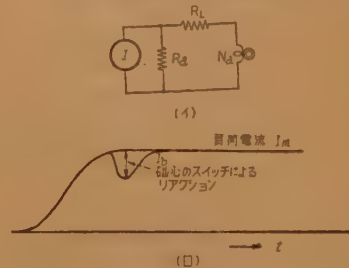



図3　駆動パルス電流波形

図4　(イ)駆動回路 (ロ)駆動電流波形

普通電源インピーダンス R_d と測定磁心に直列に挿入される抵抗 R_L (約 10Ω 程度) との和は

$$\frac{R_L+R_d}{N_d^2}\gg\frac{UV_1}{N_dI_m}$$

のように選ばれる．(図4(イ)) また図4(ロ) の I_m と I_b との比 I_b/I_m は 0.057 以下にとられている*.

現用されている記憶磁心は，前述の UV_1, dV_z およびスイッチ時間を自動的に高速度で測定し，一定規格を満足する磁心を選別する装置によって厳格に選別されたものである．このような装置はプログラムボードで与えられるパルス系列によって測定条件を変えることができるものである．多くの場合，出力波形を3つの時点でストローブし，それぞれ dV_z, UV_1 および t_s における電圧 (図1) でスイッチ時間の同一のものを選別している．米国リーズ社の装置では，2コア/sec および 10コア/sec のものがある．これらの性能は表1のごときものである．

(iii) H_c, B, 矩形率の測定[3]　記憶磁心の静的特性を記述するのに H_c, B, 矩形率が用いられる．これらの諸量は B-H テスタですべて測定することができる．

* ゼネラルセラミックスのカタログによる．(Technical Bulletin, MM-2, 1958)

表 1

dV_1, UV_1 の測定範囲	15 mV 以上
測定用基準電圧の分解能 "1"の測定	0.1 mV(100 mV フルスケール)
"0"　〃	0.05 mV(50 mV フルスケール)
"1" の測定精度	最大誤差 ±0.5 mV
dV_2, UV_2 の測定範囲	5 mV 以上
"0" の測定精度	最大誤差 ±0.5 mV
"1" の検出窓の幅	0～4 mV 可変
"0"　　〃	0～4 mV　〃
選別速度	最大 10 磁心/秒

B の測定においては B-H テスタの測定入力に，較正用電圧として既知の線形インダクタンス(M)の出力電圧を加える．この電圧は積分されて矩形波となり，ブラウン管上に上下に原点対称な基準線を与える．これが B-H ループの B の尺度に用いられ，駆動電流 I とインダクタンスから $\phi=MI/N$ として B の値が測定できる．

B_r/B_m, H_d/H_m 矩形率のような比を測定するには B-H ループを適当に変形させて，ポテンショメータによりX軸偏向電圧あるいはY軸偏向電圧を変えて，所定の図形となるようにしたときのポテンショメータの読みから求められる．たとえば矩形率 $|B_{sr}/B_m|$ の測定では，X軸入力は

図 5　$|B_{sr}/B_m|$, H_c/H_m の測定

図5 (a) の波形とし，$-H$ に対応する B 特性を正側に折り返して重ねる．1方Y軸入力をリレーで切りかえてポテンショメータを通したものと直接のものとを交互に X 軸波形と同期して加える．このときブラウン管面上の図形は図 (b) のごとくなる．これを図 (c) の図形となるようにポテンショメータを動かせば，このときのポテンショメータの読みが直接矩形率を示すことになる．矩形率は駆動電流によって増減するから最大の矩形率を求めるには，駆動電流を除々に変えてその都度上記の方法でポテンショメータを変え，その最大の読みのものをとればよい．

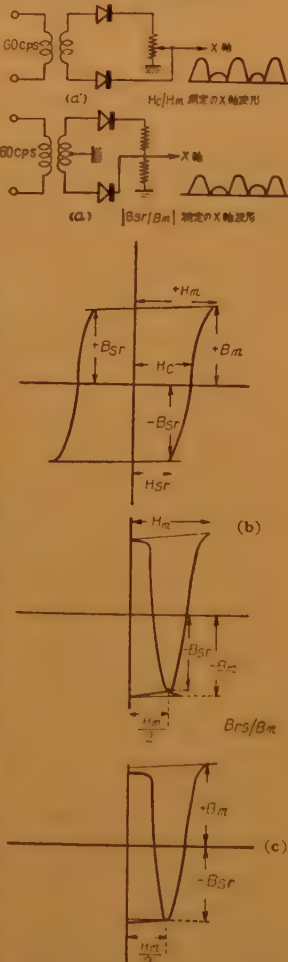
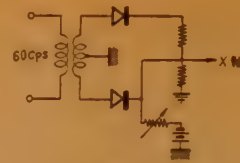
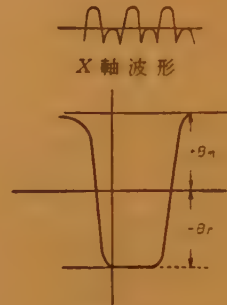



図 6 (a)

図 6 (b)

B_r/B_m の場合には X軸波形は 図6 (b) のごとく負に偏らせた整流波を用い，$-B_m$ が丁度 X軸の零電圧に対応するようにする．したがって Y軸上に $-B_m$ が現われる．このときポテンショメータを変えて $-B_m$ が $-B_r$ に等しくなるようにすれば (図6 (a))，ポテンショメータの読みが B_r/B_m を示す．

H_c/H_m の場合には Y軸信号の1方は零入力とする．したがって負の cycle に対応する B 曲線は X軸上の直線となる．X 軸入力は図5 (a')のように両波整流して一方をポテンショメータで可変にする．H 軸上の直線の端がループと一致したときのポテンショメータが H_c/H_m を与える．

(b)　2 周波記憶における測定[4]

測定項目はパルス法の場合とほぼ同じであるが，S/N 等の性質も多少異なり，また非破壊読み出しであるため測定法，内容とも多少異なる．

(i)　S/N に関する測定　2 周波記憶においては記憶された情報の読み出しは倍調波の位相で行なわれる．したがって "1" と "0" とは全く対称である．雑音は選択された記憶磁心以外から混入される読み出し周波数と同一周波数の電圧であり，"0" と "1" とが非対称になる原因はこの雑音である．雑音成分としては，選択電流に寄生する第2高調波，外部電磁界による雑音，選択されない磁心からの出力電圧が挙げられる．これらは磁心マトリクスの駆動回路その他の外部回路によって左右されるのであるが，同時に磁心そのものの特性によって異なる．特に磁心の非線形の度合いによって雑音の抑圧程度が左右される．

(ii)　信号読み出し特性の測定　読み出し電流と出力電圧の関係は重要で，非破壊動作，駆動電流の安

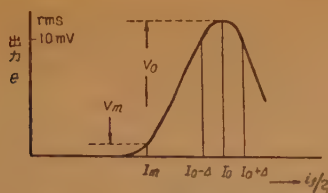



図7(イ)　読み出し電流―電圧特性

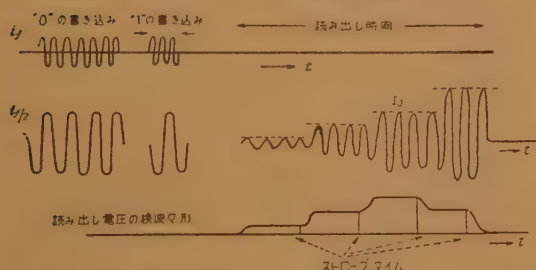



図7(ロ)　読み書き波形と出力電圧およびタイミング関係

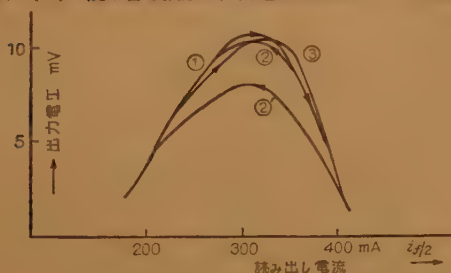



図7(ハ)　非破壊読み出し特性
(Z磁心の例で(3)(2)′のループが保存される)

定性に対する要求，読み出し電流の選択比(選択された番地の読み出し電流と選択されない番地の読み出し電流の比)等が，すべて読み出し特性から与えられる．読み出し特性は図7に示すように，出力の最高を与える電流よりも大きい電流に対しては電流の増加に伴って次第に減少する．これは二次の非線形係数が次第に減少してくるためで奇数次の非線形のみになると記憶内容は消失する．非破壊動作の範囲は，読み出し電流の尖頭値がH_cを越えないような磁界を与える範囲である．読み出し特性で重要なのはI_m，I_0，$I_0\pm\varDelta$の駆動電流に相当する電圧である．V_0とV_mの比が読み出し電流の選択比を支配する量となる．読み出し特性の測定は図7(イ)のように駆動電流を階段的に増加させ，各階段電流に対応する読み出し電圧をストローブしてこれを比較回路で判定し磁心を選別することができる．この場合のブロック回路およびタイミングは同図(ロ)のようになる．非破壊読み出し特性は，同図(ハ)のように過大電流を与えて再び電流値を下げたときの出力電圧の回復特性を測定すればよい．この場合上述の動作を一定の電流範囲で繰り返したときサイクル特性が不変ならばよい．また最適電流と非破壊的サイクルにおける最大電流の差が大きい磁心ほど安定度が得られる．

(iii)　書き込み特性の測定　2周波による書き込み時間は，書き込み波形の非対称比が無限大でないためパルス記憶のスイッチ時間より大きくなる．書き込み時間を左右するものは，駆動電流の大きさおよび2つの駆動電流間の位相関係の外に，磁心のH_m/H_{sr}がある[5]．2周波記憶では書き込み電流の非対称比の最大が2であるから，H_m/H_{sr}が2以上であることは書き込み特性を劣化させる．2以下の場合は駆電流の最初の半サイクルで書き込みが終了する．H_m/H_{sr}の測定は高周波において測定するのがよい．これはパルス法のところで説明したのと同様の方法でB-Hトレーサの二次元図形から求められる．高周波のB-Hトレーサは低周波のそれと同じ直接的方法で，あるいは非常に高い周波数の場合は帯域変換法によって構成することができる[6]．これらは文献にゆずる．書き込み時間を測定するには直接磁化の変化を測定するのがよい．この方法のブロック図およびオシロスコープの波形を図8に示す．この場合も逆方向書き込みによって前歴をかえて書き込み時間を調べる[7]のがよい．前歴の影響が大きい磁心，あるいはそのような書き込み条件は実用上さけるべきである．

(iv)　温度特性　2周波記憶においては磁心の温度による影響はパルス記憶にくらべると比較的少ない．温度の上昇によって磁心のH_c，B_rはそれぞれ小

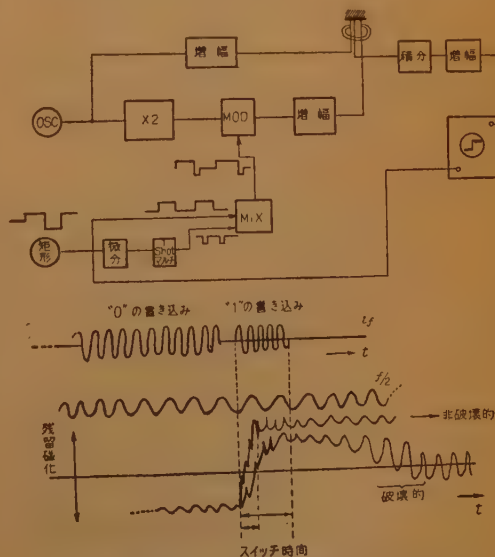



図8　書き込み時間測定回路および磁化の変化

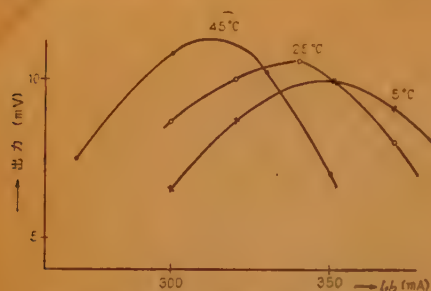



図9　Z磁心の読み出し電圧の温度特性

さくなるが読み出し電圧に及ぼす影響は僅かで，駆動電流の duty factor が 1/2 以下の場合，たとえば Z 磁心では図9のようにゆるやかな変化である．2周波記憶の場合は，駆動磁界はそれぞれ対称磁界であり，f 周波数の磁界は $f/2$ 周波数の磁界にくらべて 1/2 以下（Z 磁心では 1/4）であるから，f 電流による半駆動の影響は全くないのである．したがって周囲温度の降下により，書き込み効果が劣化する現象は，あらかじめ f の電流を多少増加させておくことにより充分補償され，5°C～40°C の周囲温度に対して温度補償をせずに安定な動作をさせることができる．

（v）　記憶平面の測定　　素子を選別した後，記憶平面テスタによって実際の動作試験を行なう．これは駆動条件に対する磁心のマージン試験およびマトリクス内の相互干渉の測定が目的である．動作マージンのせまい磁心はこのテストで除去される．記憶平面テスタは普通，マイクロオーダをもった簡単な計算機であり，駆動電流，読み書きの sequence 等を変化させてマージンを測定する．パルス記憶，2周波記憶とも同じような方法でテストされる．図10は2周波記憶における位相マージンのダイヤグラムである．

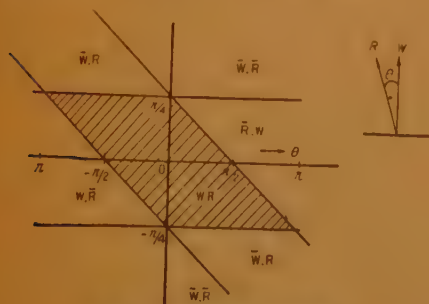



図10　位相余裕度の関係
（$\overline{W}, \overline{R}$ はそれぞれ書き込み，読み出しの反転を示す）

（3）　シリアルアクセス記憶における測定

直列形記憶には，いわゆる delay line とドラムやテープのように記憶媒体が高速度で動くものとがある．前者には超音波遅延線が多く用いられる．

（a）　遅延線記憶素子の測定

搬送波パルスおよび直流パルスの2種類が用いられているが，いずれの場合も測定項目は同じである．

（i）　群伝ぱん時間の測定[8][9]　　遅延線記憶では，まず遅延時間を厳密に測定する必要がある．信号は普通雑音（スプリアス信号）を伴っているため遅延時間は受信信号の中央で測定するのが，雑音の影響が少ない．搬送波パルス，直流パルスによって幾分違った方法が考えられる．まず，スケールパルスを用いる方法がある．これは最も普通の方法であり，スケールパルスのジッタ等のため，0.1μs 以下の測定は精度が悪い．これは遅延パルスをシンクロスコープでブラウン管上に示し，順次こまかい目盛パルスを用いて，同時に掃引速度を早くして精度をあげようとするのである．目盛パルスは輝度変調として用いることもできるし信号に重ね合わさるか，あるいは2現象のシンクロスコープによることもできる．図11はこの方法のブロック図である．

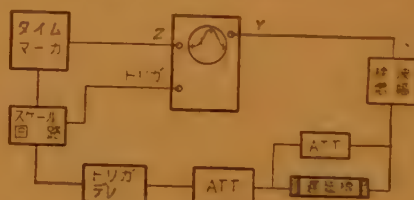



図11　スケールパルスによる遅延時間測定回路

可変遅延回路の精度を考えると，長い遅延時間を高精度で測定することはむずかしい．これに対し遅延時間を周波数測定によって求める方法がある．

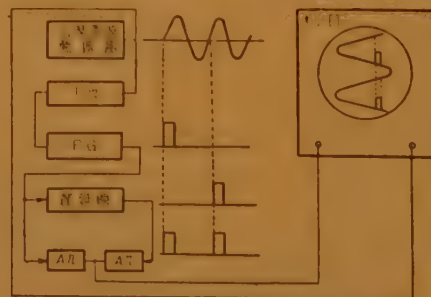



図12　周波数測定による遅延時間測定回路

図12はこの方法のブロック図で，遅延時間 D を

$$f=\frac{1}{D}\quad あるいは\quad f=\frac{n}{D}$$

として求めるもので，遅延時間が大きい場合は n を大きくして精度を上げる．この場合周波数の上限は

$$f=\frac{1}{2T} \quad T=\text{パルス幅}$$

である．これはブラウン管上の観測図形が混乱しない条件である．

搬送波パルスの場合は位相を使って精度を上げることができる．この場合は図13のように目盛パルスの間をさらに位相測定によって正確に読もうとするもので，周波数逓降により送信パルスを造り原周波数をかえて目盛パルスと位相によって丁度リサージュが直線となったときの周波数を読みとるから誤差が少ない．

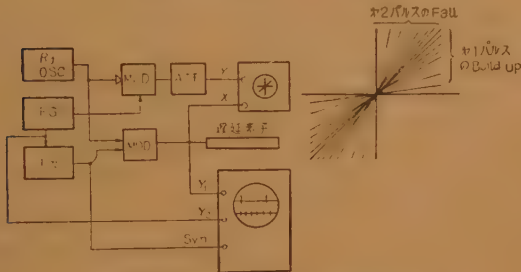
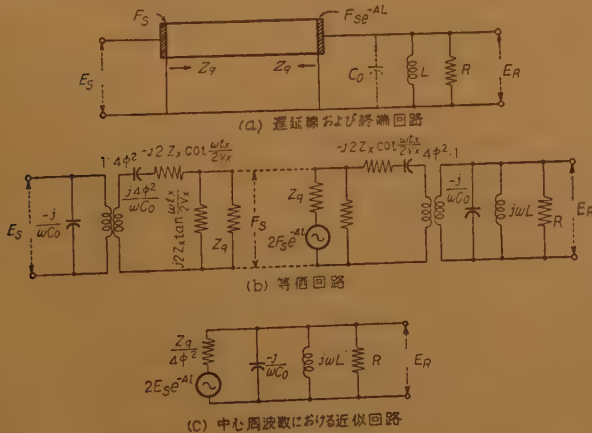



図13　リサージュによる精密測定回路

(ii)　減衰の測定　減衰は線路と変換器について，それぞれ測定する．線路の減衰は固体の場合は周波数に比例する項と，固体粒子による散乱のための f^4 に比例する項を含んでいる．このため搬送波周波数が10 Mc 以下程度では周波数に比例した減衰特性を示すが，周波数が高くなると急激に増加する．特に金属の場合は著るしい．液体の場合にはほぼ f^2 に比例した減衰特性を示す．変換器の変換損失は，図14の等価回路から中心周波数における損失は，電気機械変成比を ϕ として，

図14

$$\frac{E_S}{E_R}=\frac{1}{2}\left(\frac{Z_q}{4\varphi^2 R}+1\right)$$

で与えられる[10]．したがって，線路のインピーダンス，終端抵抗および周波数に関係する．

測定は簡単で，まず変換器，線路を含めた全体の減衰を測定し（図15）つぎに両方の変換器を直結したものので減衰を測定すれば，後者が変換器による損失であり，全体の損失からこれを差し引いたものが線路の損失である．線路損失はまた線路長を変えて全体の減衰量の差からも求められる．

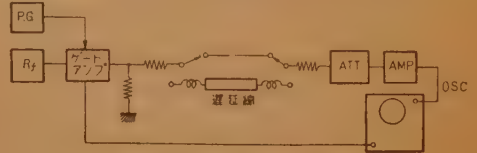



図15　減衰の測定回路

(iii)　帯域幅の測定　遅延線記憶の信号密度（したがってクロック周波数）は，電気機械変成器の帯域幅で左右されるから高速度の遅延線記憶には広帯域の変換回路が必要となる．変換器の等価回路から帯域特性は容易に計算され，出力回路，搬送波周波数，線路と変換器のインピーダンスに関係する．変換器の帯域特性は水晶変換器の場合近似的に次式で示される．チタン酸バリウム磁器変換器，あるいは磁わい変換器についても同様な方法で求められる．

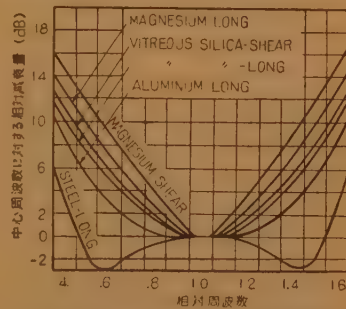



図16　相対周波数に対する帯域特性

$$\left|\frac{I_{R0}}{I_R}\right|=\left\{(1-\cot^2\alpha^2)+4\left(\frac{Z_x}{Z_q}\right)^2\cot^2\alpha\right\}^{1/2}$$

この関係を2,3の材料について示すと図16のごとくなり，Z_x/Z_q が $\sqrt{2}$ の時最大の帯域が得られる[11]．

(iv)　S/N 測定　遅延線記憶の誤動作の原因は，雑音と，温度変化による速度の変動である．雑音は外部雑音と線路内部の散乱，端末その他の反射波によるものとがあり，外部雑音はしゃへいによって取り除くことができるが，内部反射によるものは面倒である．特に縦波の

場合は散乱がかなり大きいから，これを小さくするために線路を細くする必要がある．スプリアス信号はどの程度まで許容できるかは遅延線に記憶されるビット数と検波方式に関係する．1個のパルスによるスプリアス雑音の振幅が $0\sim a$ の間に分布しているものとすれば，n パルスによる雑音のピーク値は $k\sqrt{n}a$ と考えられる．k はピークファクタに相当する係数で雑音の振幅分布に関係する．$k=1$ としても（実際には1より大きいと考えられる）n パルス記憶した場合の S/N ピーク比は $S/(\sqrt{n}a)$ となるから，たとえば一遅延線当り100パルス記憶するとすれば，エンベロープ検波の場合では，1パルス当りの信号対スプリアス信号の比 26 dB は必要になる．位相再生の場合は，これより数悪くてもよい[13]．実際の遅延線ではどのようなスプリアスレベルを確保しているかといえば，たとえば Corning 社が商品として発表しているものに[13] ついてみれば表2に示す程度のものである．

表 2

遅延時間 (μs)	スプリアスレベル (dB)	
	9 Mc～20 Mc	20 Mc 以上
1000～3000	－30～－40	－40～－45
500～1790	－45～－50	－50～－55
240～1400		－44～－60

（b） 磁気ドラムおよび磁気テープにおける測定

前述までの各素子はすべて静止状態において使用するものであったがドラムやテープは素子が機械的に運動するものである．このため機械的部分の測定は重要な項目であるが，ここでは電気測定だけにとどめる．

電気的測定は，ドラムの場合もテープの場合も同一であるから区別せずに説明する．

静的特性の測定では抗磁力，残留磁化，B-H 曲線の形等があるが，これらは磁心記憶のところで既にのべた方法による．テープ，ドラムの動的特性の電気的測定で重要な項目は，出力電圧の測定，出力波形の測定である．磁心記憶素子とドラム，テープ等の相違は1個1個揃った記憶細胞だけを選んで使うというわけにゆかず，記憶媒体の中に不良個所が含まれていることである．したがってテープやドラムでは不良細胞を検出してこの細胞を使わないようにするのである．このために出力電圧の分布を測定して，不良細胞のパーセンテージを少なくするような生産管理手段を講ずる必要がある．出力レベル測定装置は図 17[14] のようにトラック上に"1"あるいは"0"を記録し，"1"の読み出しレベルおよび，"0"の読み出しレベルをそれぞれ累積

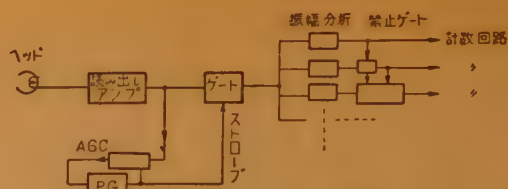



図 17 読み出し電圧分析装置

分布として求める．この場合ストローブパルスは別個に備える必要がある．レベル変動の原因はいろいろあり，磁気媒体の不均一（特に傷，欠陥，異物の混入等），ヘッドと媒質間の間げきの変動等がおもな原因である．

雑音はやはり媒質の不均一によるものが多く，録音形式によっても異なるが，2レベル方式（図 18）のように無信号状態が磁化の1方の飽和状態に対応している場合は媒質の不均一はそのまま雑音として出力に現われる．雑音振幅は普通"1"の出力電圧の10%以下におさえる．また"1"の出力電圧が50%に減少する場合はこれを欠陥とみなしている．欠陥の個数だけを測定するには図19

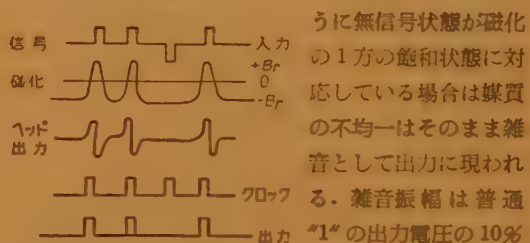



図 18 2レベル方式

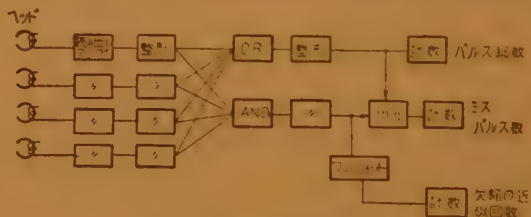



図 19 欠陥の近似測定回路

の方法がある[15]．これは装置が簡単な代わりに1トラックだけの欠陥数は測定できない．この方法は複数トラックからの出力を整形しOR回路を通してクロックパルスとしているわけである．一方，複数トラックからの出力をand回路を通すことによりどれかのトラックにある欠陥の数が測定できる．実際に記憶装置として使用する場合はどの番地が不良細胞であるかを調べるため，書き込み，読み出し試験を行なってみる．

つぎに重要なのは漏話の測定である．ヘッドが近接して配置されているため，ヘッド間の漏れ磁束によって漏話を生ずる．漏話を測定するには，両隣りのトラックに"1"あるいは"0"（"0"と"1"が対称に磁化されるときはどちらでもよいが，磁化が非対称の場合は両者で異なった結果となる）を書き込み，テストトラ

ックの出力レベルを測定すればよい．この場合雑音と漏話とを分離するために，隣接トラックが無信号のときと情報を書き込んだときと2度測定して差をとればよい．あるいはシンクロスコープで直接測定することもできる．

以上でのべた外に記録密度と波形ひずみの測定，ヘッドの感度等が重要である．なおドラムの場合はクロックパルスの書き込みが重要な項目であるが，これについて簡単にのべると，図20に示す[16]ように，まず，ドラムをとめてトラック上にヘッド1で"1"をかきこみ，つぎにドラムを回転してヘッドからとり出される出力で，one shot マルチを働かせ，マルチの出力パルス幅をドラムの1回転の時間より少し長くしておく．マルチの出力でパルスドオシレータを働らかせ，波の数をカウンタで数えて，丁度トラック上のビット数に等しい数に達したとき出力パルスを出すようにしておく．このとき同図（ロ）の時間関係になるようにパルスドオシレータの周波数を調整し，これをヘッド2ですみやかに書き込む．

図20　クロックパルスの書き込み回路（イ）および波形（ロ）

（4）　その他の記憶における測定

前項までは，現在最も多く使用されている素子について概略の測定をのべたが，上述の他に，静電記録管，ダイオードキャパシタ回路等のように，記憶内容が時間と共に次第に変化するいわゆる揮発生のもの，写真その他光による記憶，超伝導素子，磁性薄膜等の超高速度をねらったものなどがある．揮発性のものでは，週期的に再生を繰り返すことが必要となり，この場合は特に再生週期と誤動作の関係の測定が必要となる．これらを逐一記載する紙面もないし，また基本的な測定項目については既にのべたものと類似の方法であるから，これらは省略するとして，ここでは，将来の標準になると思われる磁性薄膜の測定についてのべる．

薄膜磁性の測定は膜の厚さが薄くなるにしたがい，かなり面倒になる．磁束変化が小さいことと広帯域のため雑音の影響を受けやすい．

（a）　異方性磁界 H_K の測定

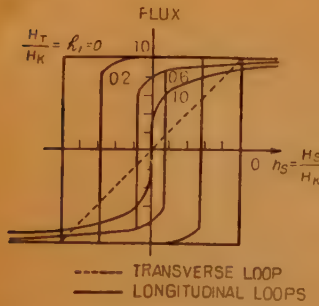
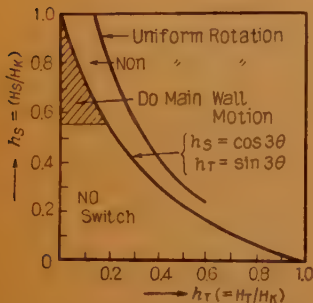
薄膜は著るしい1軸異方性を示し，これが薄膜のスイッチ特性を支配する．異方性磁界は，異方性エネルギ K と磁気能率の比 $2K/M$ で示される．K は薄膜の成分比によってきまる定数である．磁化ベクトルが膜面にしかない単一磁区の磁性体では，磁化容易方向の B-H 曲線は矩形特性を示し，これと直角方向，すなわち磁化困難方向の B-H 曲線は履歴特性をもたない折線特性となる．折線の肩の磁界が H_K を与える．また，容易方向の B-H ループの回転抗磁力（困難方向をまわって反転する時の抗磁力）はやはり H_K となるが，実際には薄膜内部の欠陥によって磁壁を生じ，磁壁移動による反転がまずおこること，および多結晶のため磁化ベクトルがばらばらの位相で回転する領域があるため抗磁力 H_C は一般に H_K より小さくなる．H_K の測定はいろいろあり，厳密にはトルクメータで回転トルクを測定する方法[17]があるが，トルクメータそのものの精度が厳格でなければならない．H_K が大きい場合には，前述のように困難方向の B-H 特性は微小磁界に対して直線となるから，これを延長して容易方向の飽和磁化との交点の磁界を求めればこれが H_K をしめす．また H_K が小さい場合は，容易方向の B-H 特性と困難方向の B-H 特性とは類似の形となる．この場合，異方性方向に平行な方向（容易方向）のみかけの抗磁力は H_I+H_K となり，垂直な方向（困難方向）の抗磁力は H_I* となるから両者の差が H_K となる[18]．

回転抗磁力は垂直磁界が増加するにつれて小さくなる．これは垂直磁界によって異方性エネルギが打ち消されるからである．この特性は記憶動作に重要な役割を果す．

（b）　スイッチ時間の測定[19][20]

薄膜のスイッチ時間は磁化ベクトルの回転によるものと考えられ，mμ 秒以下の動作が期待できる．スイッチ磁界は，垂直磁界の大きさに関係し（図21（ロ）），またスイッチ時間は垂直磁界の大きさに左右される（図21（ハ））．

この模様は Landau-Lifshitz の方程式から明らかに

* 異方性のない場合の個有の抗磁力

（イ） 1様回転における *B-H* ループ

（ロ） h_S, h_T とスイッチ機構の関係

（ハ） H_S, H_T とスイッチ時間の関係

図 21

図 22 薄膜のスイッチ時間測定回路

され，実験ともよく一致する．スイッチ時間の測定には，立上り時間の短いパルス電流が必要となる．パルス電源の出力インピーダンスは磁心記憶の項でのべたものと同様な制約をうける．図 22 は駆動回路の一例で，立上り時間の短いパルスを作るため，同軸形の水銀スイッチを用いている（図 c）．この回路は特性インピーダンス 50 オームの同軸ケーブルを同軸形水銀スイッチに接続し，これを通してパルス電流をストリップ線路に供給する．ストリップ線路の出力は平衡形でとり出し，薄膜を挿入しないときの磁束を相殺する．線路の遠端側は短絡形になっており，磁界を2倍にしている．このため電源側に反射されて戻ってくるパルスをマッチイング回路で吸収する．図22(a) は容易方向の測定で平衡形で構成される．図(b) は直角方向の測定で air flux は直交している．なおリセット用およびバイアス用の直流磁場はヘルムホルツコイルで外部から与えられる．この回路では駆動パルスの立上り時間は 2mμs 程度である．波形観測には通常サンプリングオシロが用いられる．

（5） む す び

記憶素子の測定については最初に，はしがきでのべたような3つの項目が最終的に重要なものであって，これらを直接あるいは間接的に測定し，実用的に充分信頼度の高い素子あるいは装置が得られている．素子の性質にしたがって個々の場合の測定技術，測定回路は異なったものとなるが，記憶素子全体を通じていえることは，静的特性と動的特性とが併行して測定されなければならないことである．また一般的にいって，記憶素子のように極めて大量に使用されるものの測定は自動化されなければならないことである．高速度で測定精度の高い自動測定装置は今後どしどし開発されてゆくことと考えられるし，また開発されなければならないだろう．

文　　献

（1） W.N. Papian : "A coincident current magnetic memory for the storage of digital informa-

tion", I.R.E. **40**, 475 (1952).
(2) 高橋, 後藤: "パラメトロン計算機用磁心記憶装置について", 電子計算機専委資料 (1956-02).
(3) T.H. Bonn, R.D Torry, F. Bernstein: "*B-H* tester measures memory core parameters", Elect. engineering edition, p 77 (Jan. 17, 1958).
(4) 高橋外: "パラメトロンとその応用", 通信学会編, (昭 35-02).
(5) 山田: "2周波メモリー用磁心について", 磁性材料専委資料 (昭 34-07).
(6) 山田, 小柴: "高周波ヒステリシス直視装置", 信学誌, **41**, p 1126 (昭 33-11).
(7) 高橋, 後藤: "パラメトロン用磁心記憶装置", 昭32信学全大シンポジウム.
(8) D L. Arenberg: "Measurements of delay in ultrasonic systems". I.R.E. National Conv. Rec. PGCT, p 121 (March 1958)
(9) J.E. May: "Precise measurement of time delay", 同上 p 134.
(10) J.E. May: "Characteristics of ultrasonic delay lines using quartz and barium titanate ceramic transducer", J.A S.A. **26**, 3, p 347 (May 1950).
(11) H. Huntington: "Ultrasonic delay line", J. Frank. Inst. 245, p 1 (Jan. 1948).
(12) 山田"量子化位相の再生誤差", 信学誌, **42**, p 1701 (昭 34-07).
(13) I.C. Miller, C.W. Sharek: "Designing ultrasonic delay lines", Electronics Industries. p 73 (July 1958).
(14) 川又, 加藤: "録音媒質のディジタル特性", 昭 33, 信学全大.
(15) C.D. Mee: "Magnetic tape for data recording", P.I.E.E. **105**, Pt B. No. 32 (1959).
(16) 高橋　茂: "磁気ドラム記憶装置", 昭 32, 信学全大シンポジウム.
(17) E.L. Boyd: "Magnetic anisotropy in single-crystal thin films". IBM Jour. **4**, 2, p 116 (April 1960).
(18) C.J. Kriessman, H.S. Belson, F.H. Edelman: "Anisotropy and coercivity in thin films", J.A. Phys. **30**, p 262 s (April 1959).
(19) D.D. Smith, G.P. Weiss: "Steady-state and pulse measurement techniques for thin magnetic films in VHF-UHF range", J.A. Phy. **29**, p 290 (March 1958).
(20) W. Dietrich, W.E. Proebster, P Wolf: "Nanosecond switching in thin magnetic films", IBM Jour. **4**, 2, p 189 (April 1960).

UDC 621.317.3
621.3.011.2.1.4.089.68

3.5 *L.C.R* の標準測定*

正員　森川貞重
(電気試験所)

はしがき

通信機器の発達とともにその回路素子となる抵抗，コンデンサ，インダクタ等のよい性能と高い互換性が必要となってきているので，これらに関する標準の精度もますますその要求の度が高まっていることは周知のことである．したがって，これらの基準となる単位がいかにして決定されているかということ，また現在どの程度の精度で維持確立され，将来どのようになってゆくかという見通しを知っておくことも無駄ではないと思う．

電気の一次標準は現在電気抵抗および標準電池の起電力によって維持確立され，数年ごとの国際比較によって世界の主要国間の電気単位を明らかにし，他の電気単位はこれをもととして誘導されている．

現在これらの電気標準の精度は必ずしも満足であるという状態ではないが，将来抵抗，キャパシタンス，インダクタンスの一次標準の確立は 10^{-7}～10^{-6} を目標として研究を進めている．

一方通信機用部品として使用されている *LCR* 部品はその種類もまた使用量も非常に多く，互換性，信頼性等の意味から部品メーカと使用者との間に共通的な使用法に基く規格が作られている．その最も一般化したものが日本工業標準規格 (JIS) である．この規格中には部品の評価に必要な試験の項目，それに対する測定法，標準値等が記載されているが，使用目的によっては JIS 規格では満足な評価ができない場合もあるので，使用者側でその都度特殊な試験項目をメーカ側に要求する場合もある．

しかし一般に最近では通信部品の使用目的が高度になるに従って，従来の JIS 規格による測定法の改訂も必要となって来ているので，このような点を中心に一般部品がどのような測定をされているのか，今後はどのようなことが問題になるかについても概要を述べることにする．

* 3.5-Measurement of Circuit Components-*L,C,R*.-By SADASHIGE MORIKAWA, Member (Electrotechnical Laboratory, Tokyo). [資料番号 4835]

（1） L.C.R. の標準測定

(a) 抵抗標準の測定

電気抵抗単位は本質的には絶対測定によって決定されるものであるが，測定手続きが甚だ複雑で平素の維持には不便であるので，抵抗の一次標準としては一群の1Ω標準抵抗器を保持し，その平均値が不変であるという仮定のもとに単位を維持し，国際比較によって各国との単位の関係を明らかにして 10^{-6} の精度で維持確立している．最近の国際比較の結果，抵抗単位の各国との関係は表1に示すごとき値を示している．

表1　各国抵抗単位の国際比較の結果

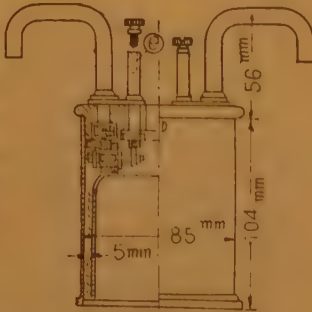
国立研究所（国 名）	1950年 (μΩ)	1953年 (μΩ)	1955年 (μΩ)	1957年 (μΩ)
電気試験所（日 本）	− 2.1	− 1.0	− 0.2	− 0.4
DAMG（東ドイツ）	+17.9	+26.0	+21.1	+16.9
PTB（西ドイツ）	—	+ 6.2	+ 2.0	+ 3.3
NBS（アメリカ）	− 0.4	− 0.2	0.0	− 1.0
NRC（カナダ）	—	− 4.3	− 5.2	− 4.8
LCIE（フランス）	+ 1.0	− 5.0	− 6.3	− 7.4
NPL（イギリス）	− 2.6	− 4.1	− 3.2	− 3.4
IM（ソ 連）	+ 1.0	+ 0.8	+ 2.0	+ 0.4

（国際度量衡局の基準群の平均値との差をもって表わしている）

抵抗の標準はこの単位維持用の1Ωの一次標準器をもととして，$10^{-5}\Omega$ から $10^{5}\Omega$ までの標準の値を決定し，電気試験所各支所，計測器メーカ，各研究所等の所有する抵抗器の校正を通じて 10^{-5}〜10^{-4} の精度で一般の抵抗単位を提供している．

現在用いられている標準抵抗器の線材としては，主としてマンガニン線が用いられており，構造としては二重壁形，密閉形，開放形の3種類があるが，安定性の点から基準となる1Ω 標準抵抗器は図1に示すごとき二重壁形の構造のものを用いている．これは二重壁間に高温焼純した安定な抵抗線をまいて密封したものである．

図1　二重壁形標準抵抗器

標準抵抗器の抵抗値は通常四端子抵抗の電圧端子間で定義されるが，電流端子への接続の仕方によって抵抗値が変化しないと認められるものは二端子抵抗で代用している．高抵抗の場合は二端子抵抗器であっても充分の測定精度をもっている．この場合の測定にはホイートストンブリッジを用い，低抵抗の場合は四端子抵抗器を用い，その測定にはケルビンダブルブリッジを用いる．

これらの測定を 10^{-6} の精度で行なうためには抵抗線の温度係数が測定精度に影響しないように，精密に20°C に制御された油槽中で測定することはもちろん，自己加熱による抵抗変化を考慮して測定電流を制限しなければならない．またブリッジの可変辺の接触抵抗の変動や標準抵抗器の接続における接触抵抗等が測定精度にかからないよう注意しなければならない．

標準抵抗の測定法には電位差計による方法とブリッジによる方法とがあるが，精密な測定にはブリッジ法が用いられている．

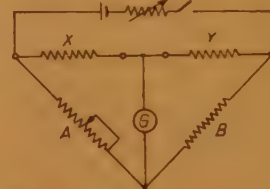



図2　ホイートストン・ブリッジ

中抵抗，高抵抗の測定には普通ホイートストンブリッジが用いられる．図2はその接続図で，X, Y を比較すべき二つの標準抵抗器，Aは可変抵抗辺，Bは固定抵抗辺である．現在電気試験所にある精密抵抗測定装置はAは最小変化 1 ppm，測定範囲は ±5,000 ppm である．

XY の公称値が 1：1 の場合はAを変えて平衡をとり，そのときのAのダイヤルの読みを a_1，つぎにXYを交換して平衡をとり，そのときの読みを a_2 とすると

$$Y=X\frac{A_n}{B}(1+a_2-a_n),\quad X=Y\frac{A_n}{B}(1+a_1-a_n)$$

ここに A_n は $X=Y$ なるときのAの値

a_n は　そのときの読み．とする．

いま X, Y の公称値よりの偏差をそれぞれ x, y とすれば

$$y-x=\frac{a_2-a_1}{2}$$

となり X と Y との関係が正確に測定できる．

つぎに 10：1 の測定を行なう場合には

$$10=5+2+2'+1+\Delta_1$$
$$5=2+2'+1+\Delta_2$$
$$2=2'+\Delta_3$$
$$2=1+1'+\Delta_4$$
$$1=1'+\Delta_5$$

なる同一公称値の場合の測定を数回繰返すことにより 10：1 の比を正確に出す方法もとられているが，10：1 の比を正確に出す図3のごとき抵抗器をXYの代わり

に用い，10:1 の比を 10^{-6} の精度でつくることができる．この抵抗器は 6 個の 150 Ω と 1 個の50 Ω 素子からなっており，左側の 3 個の 150 Ω と中央の 50 Ω とを直列接続し，右側の 150 Ω 3 個を並列に接続し，ガルバ端子を g に接続すれば 10:1 の比をつくることができる．つぎにこの組合せを左右変換して g' にガルバを接続すればまた 10:1 が得られる．この二つの値に対して 50 Ω, 150 Ω の相互の差の補正を加えることにより 10:1 の比を 1 ppm の精度で決定することができる．また 10 Ω エレメント 11 個を用いて 100:1 の比を 1 ppm の精度で正確に作る抵抗器も考案せられ，現在試作中である．

図3　10:1 腕比校正用抵抗器

このように積み重ねの方法または 10:1, 100:1 の比の抵抗器を用いて，1 Ω を基準として 10^{-5}Ω より 10^{5}Ω までの標準抵抗の測定を行なっている．

低抵抗の測定には図4に示すダブルブリッジが用いられる．図における α, β はそれぞれ A, B の 1/2 で，A と α とは連動となっている．x_1, x_2, y_1, y_2 は腕抵抗を平衡させるための低い抵抗である．測定の手続きは，

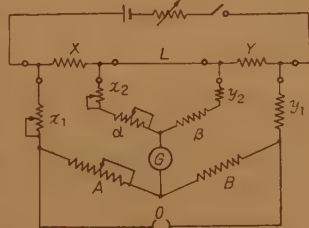



図4　ケルビンダブルブリッジ

まず (1)　L:閉，O:開　の状態で，A と α を調整して平衡をとれば

$$\frac{A+x_1}{B+y_1} \doteqdot \frac{X}{Y}$$

つぎに (2)　L:閉，O:閉　の状態で，x_1 を調整して平衡をとれば

$$\frac{x_1}{y_1} = \frac{X}{Y}$$

最後に (3)　L:開，O:開　の状態で，x_2 を調整して平衡をとれば

$$\frac{X+x_2+\alpha}{Y+y_2+\beta} = \frac{A+x_1}{B+y_1}$$

となり，以上の三つの手続きを繰返してゆくと，最終的には

$$\frac{X}{Y} = \frac{A}{B}$$

となり，ホイートストンブリッジの場合と同じ関係が成立する．

以上のような方法によって電気試験所においては 10^{-5}Ω より 10^{5}Ω までを 10^{-6} の精度で標準を確立し，一般の求めに応じて 10^{-5}～10^{-4} の精度で標準を供給している．しかし現在抵抗が他の電気の単位の基礎となっているため，キャパシタンスやインダクタンスの精度を向上させるためにも，さらに抵抗単位の精度を向上しなければならないし，高い抵抗 10^{6}Ω 以上 10^{12}Ω 程度までの標準およびその測定法確立についての研究もしなければならない．

(b)　キャパシタンス標準の測定

キャパシタンスの一次標準は抵抗と時間の標準をもととして決定している．しかし非常に小さい 1 pF 以下の容量の標準はこの方法では測定精度が低下するので，コンデンサの寸法からその絶対値を決定する方法，すなわち長さの単位から直接キャパシタンスの単位を決定する方法もとられている．

標準コンデンサには空気コンデンサ，マイカコンデンサ，水晶コンデンサ等あるが，比較的大きな値のものは空気コンデンサ，マイカコンデンサが用いられ，小さな値のものとしては空気コンデンサ，水晶コンデンサが主として用いられている．

比較的大きな容量の空気コンデンサは構造が複雑で温度係数やヒステリシスが大きく，湿度変化，温度変化によって値が不安定であり，また機械的な衝撃に極めて弱いため，注意して保管し測定していても値の変動が甚しいことがあるが，また一方絶縁がよく，損失角が小さく，周波数特性がよいのでキャパシタンス単位の決定には重要な役割をもっている．しかし前述したように経年変化の点では弱点があるので，電気試験所においては 0.1 μF の空気コンデンサを用いて単位の決定を行ない，この値をただちに安定なマイカコンデンサに移して単位の維持を行なう方法をとっている．

容量単位維持用に用いる標準コンデンサは損失角の小さい，温度係数およびヒステリシスの小さいことはもちろん機械的な衝撃に対する変動も少なく，総合的に容量値が安定であることが何よりも要求される．この目的を達するためにシルバードマイカ素子を用い，電気的特性の優れた樹脂でモールドし，湿気の影響を受けないように金属函に密封したものを，さらに測定に際して端子部の構造による誤差の介入を避けるようにした図5に示すごとき三端子形コンデンサを製作した．この構造のものは，積重ねによっても接続の誤差

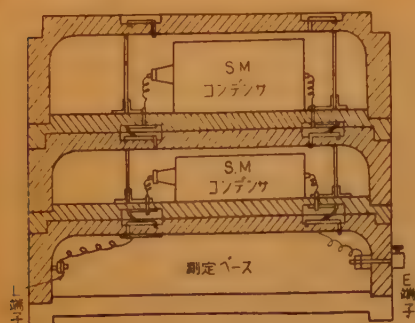



図5　三端子形シルバードマイカコンデンサ

は入ってこない．このようにつくったコンデンサの特性のおもなものは表2に示す．なおこのコンデンサを用いて現在各国を巡回してキャパシタンス標準の国際比較を行なっている．

表 2　三端子形シルバード・マイカコンデンサの特性の一例

	単　位	S.M.コンデンサ No.580407	S.M.コンデンサ No.580409
損失角 (1,000 c/s)	10^{-4}ラジアン	1.5	1.5
容量 500 c/s 5,000 c/s	1,000 c/sの値からの変化%	+0.006 −0.009	+0.006 −0.009
温度係数	10^{-5}/度	1.0	1.3
容量 H-E L-E	pF	21 29	21 29
ベース容量	pF	0.1 pF より小	

キャパシタンスの単位決定法は 0.1 μF の空気コンデンサを用い，図6に示すごときマクスウエル整流子ブリッジにより抵抗単位と時間の単位とから決定する．図において $P.Q.S$ は標準抵抗器で，abh の接点は整流子を示す．いま h が可動接点で，標準電波により正確に毎秒 n 回コンデンサを充放電した場合検流計の振れが零となる場合には，つぎの関係が成立する．すなわち

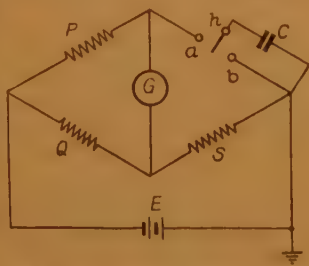



図6　マクスウエル整流子ブリッジ

$$C=\frac{Q}{n\cdot PS}$$

この方法により 0.1 μF の標準空気コンデンサに対して 10^{-5}以上の精度で値付けを行なうことができる．このブリッジはコンデンサの絶縁が悪いと測定精度が落ちるので，マイカコンデンサに対しては正確な測定ができない．このようにして決定されたコンデンサの値は，この空気コンデンサでは安定性に乏しく，長期間高精度で単位を維持することはできないので，ただちに安定性のよい前述のシルバードマイカの標準コンデンサに値を移し，単位の維持を行なう．

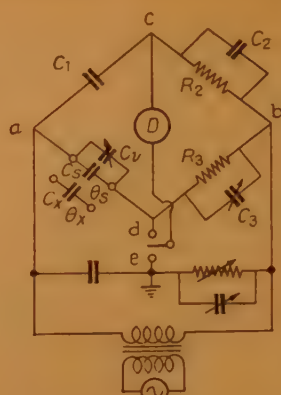



図7　シェーリングブリッジ

この測定に用いるブリッジは図7に示すシェーリングブリッジを用いる．公称値の等しいコンデンサの場合辺 ad に標準と被測定コンデンサとを置換し，その差を並列に接続した校正された可変コンデンサ C_v で読みとる方法である．この方法によればブリッジ素子の残留効果の影響を全く避けることができるので，R_3を変える方法より高い精度で測定できる．このときの二つのコンデンサの損失角の差は $\omega R_3 \Delta C_3$ によって求められる．

つぎに任意の値のコンデンサの値を決定する方法としては，抵抗の場合のように 10：1 の比を正確に出すような道具が得られないので，専ら積み重ねの方法により同一公称値の容量の比較を繰返し，各桁のコンデンサの値を決定している．

以上の方法によって 0.1 μF をもととして 1 μF より 100 pF までの標準コンデンサの値を 10^{-5}～10^{-4} の精度で確立し，一般の求めに応じて10^{-4}～10^{-3}の精度で標準を供給している．

なお 1 pF 以下の微小容量標準に対しては上述のような方法では安定な標準，正確な単位を得ることができないので，寸法より計算によって正確に容量値の確立する構造の微小容量絶対標準器を製作し，これを基準として単位を決定している．この微少容量標準コンデンサと前述の標準コンデンサとは 100 pF のところで値の結びつけを行ない，10^{-4}の精度で単位のくい違いのないようにしている．

微小容量コンデンサとしてはガードリング形，ガードウエル形等のものがあるが，電気試験所においてはこれをさらに改良して電試形を製作した．また最近ランパードの定理を応用した 10^{-7} の精度で絶対値が決定するといわれる微小容量絶対標準器が研究されてい

る．

微小容量標準器の測定には変成器ブリッジが主として用いられている．微小容量標準の電気測定については本誌別稿に詳述されているので省略する．

現在 1 pF～0.001 pF までの標準を維持し，10^{-4}の精度で測定しているが，将来はこの絶対標準器を用いて長さ，時間，抵抗の関係を明確にする手段の一つとして注目される原器の一つと思われる．

(c) インダクタンス標準の測定

インダクタンスの一次標準器は現在抵抗絶対測定用の 18 mH の自己インダクタンス絶対標準器があるが，これをもととして各種のインダクタンス値を正確に決定する測定方法が完成していないので，現在は抵抗とキャパシタンスの標準をもととしてインダクタンスの一次標準を決定している．

インダクタンスの場合他の標準器と同様，温度変化や湿度変化はもちろん機械的衝撃により値の変動を起こすが，この場合には外部磁界の影響によって値が大きく変動するので，測定の際には金属導体特に磁性体を遠ざけ，また他の回路素子との間の電磁的結合を避けるよう特に注意する必要がある．

自己インダクタンスの測定法としてはマクスウエル交流ブリッジ，アンダーソンブリッジ，直列抵抗ブリッジ等が使われているが，最も精密な測定を必要とするときはマクスウエル交流ブリッジを用いている．

図8　マクスウエル交流ブリッジ

この方法は図8に示すごとく，自己インダクタンスをキャパシタンスと抵抗から決定する方法である．

図においてLは被測定インダクタンス，C_2は標準コンデンサ，r_1, r_2, r_3, r_4 は交流用標準抵抗器で，L_a は L と直列に挿入した適当な大きさのインダクタンスである．この場合の平衡の条件は

$$L+L_a=C_2r_1r_4,\quad r_1r_4=r_2\cdot r_3$$

で，L を入れたときの $C_2=C$ とし，辺 bd の全抵抗を $\bar{r}_3$ とし，L を取り去り，この抵抗分と等しい抵抗 r を挿入したときの $C_2=c$ とし，ブリッジが平衡したときの bd の全抵抗を $\bar{r}_3'$ とすると

$$(L+L_a)-L_a=(C-c)r_1r_4-\frac{(\bar{r}_3-\bar{r}_3')l_2}{r_2}-\frac{\omega^2(C-c)}{r_2}(r_1l_2l_4+r_4l_1l_2+r_2l_1l_4)$$

なる関係が得られる．ここに $l_1l_2l_4$ はそれぞれの抵抗器の残留インダクタンスで，Lに比して極めて小さい．またこの結果2回の測定の結果 $\bar{r}_3\fallingdotseq\bar{r}_3'$ であるから

$$L=(C-c)r_1r_4$$

となる．インダクタンスとブリッジ間および電源とブリッジ間の漂遊結合を除去するため，それぞれの極性を変え4回の測定を行ない，その平均をとる．

これによってキャパシタンスの標準を種々変えることにより 1 H より 0.1 mH までを 10^{-4}～10^{-3} の精度で測定している．

上述のごとく現在はインダクタンスの標準は抵抗およびキャパシタンスより誘導しているので，その精度も前者に依存しその精度以上には確立できない．しかし近年変成器ブリッジが発達してきたので，インダクタンスの絶対標準器が確立していれば，それをもととして任意の値のインダクタンスの一次標準器が正確に求められる測定方法が得られるから，将来は，微小容量絶対標準器を基礎としたキャパシタンス標準と対応して，インダクタンス絶対標準器をもととしたインダクタンス標準が確立され，抵抗，キャパシタンス，インダクタンスの標準は相互にチェックされ 10^{-6} の精度の標準が確立されるものと思われる．

(2) 通信機用 *L.C.R.* 部品の測定

(a) *R* の測定[1]

(i) 抵抗値の測定　現在最も多く通信機用部品として使用され，また JIS 化されている抵抗は炭素被膜抵抗，絶縁形炭素被膜抵抗，固体抵抗，巻線抵抗で最近金属被膜抵抗も標準化が問題になって来ている．この他に可変抵抗器も JIS 化されているが，その電気的測定に関してはほとんど固定抵抗と同じであるので，ここでは固定抵抗について述べる．しかし，いずれの固定抵抗も，その抵抗値はホイートストンブリッジ(10^{-1}～$11\times10^6\,\Omega$) およびケルビンダブルブリッジ(10^{-4}～$10\,\Omega$) で測定する．なお標準抵抗を使用すればダブルブリッジで $10^{-6}\,\Omega$ まで読めるので，低周波の抵抗値に関する限りあまり問題はないようである．しかし特殊な高抵抗や，高周波における抵抗値の測定

法に関してはまだ問題が残っている．

（ii） **電圧係数の測定**　炭素系特に固体抵抗は印加電圧値により抵抗値が変化する．その変化の割合は普通負の値をとる．測定の方法としては最大負荷電圧とその 1/10 の電圧を加えたときとの抵抗値の偏差で表わすことになっており，抵抗値変化をパーセンテージで目盛った電圧係数測定専用のブリッジができている．なお電圧印加時の温度上昇による抵抗値変化の影響を除くため，電圧の印加は長くとも 3 秒以内に止め，10 秒以内に 2 回以上印加しないことを原則としている．

（iii） **雑音測定**　固体抵抗は特に雑音が多いため，使用目的によっては雑音測定の必要がある．炭素系抵抗体からの雑音は周知のごとく熱じょう乱によるジョンソン雑音と，抵抗体内を流れる電流に基因する電流雑音とからなり，前者は理論式から導かれ，後者は実験式から求める．ジョンソン雑音は

$$\frac{\overline{\Delta e^2(f)}}{\Delta f}=4KT^{\circ}R \quad (\mathrm{volt}^2/\mathrm{cps}) \qquad (1)$$

で表わされ，単位帯域幅当りの平均自乗雑音電圧または平均雑音電力スペクトル密度が 2 つの変数，すなわち温度と抵抗値の積に比例することを示す．ここに K はボルツマン常数，T° は絶対温度，R はオームで表わした抵抗値で，この式からジョンソン雑音の電力スペクトル密度は周波数に無関係であり，“flat” または “white” 電力スペクトル密度をもつことが分る．しかし直流または低周波の電流を抵抗体に流すと，このジョンソン雑音より遥かに大きい雑音が発生する．この雑音の増加分が電流雑音と称されるもので，その平均雑音電力スペクトル密度と直流電流 I および周波数 f との間には，つぎの関係がある．

$$\frac{\overline{\Delta e^2(f)}}{\Delta f}=10^{K'}I^{\alpha}f^{\gamma} \quad (\mathrm{volt}^2/\mathrm{cps}) \qquad (2)$$

α の値は実測値から固体抵抗で 1.4～2.2 の範囲にあり，その平均は固体抵抗について約 1.9 で，γ の値は -1.0 に近い．したがって電流雑音は本質的に周波数に逆比例して変化し，$1/f$ の電力スペクトラムをもっている．すなわち電流雑音はおもに可聴周波の範囲以下で問題になる．K' の値は抵抗器の固有の雑音に依存し，若干温度の影響も受ける．ジョンソン雑音と電流雑音との関係の一例を図 9 に示す．

雑音の測定法は現行の JIS 規格では測定周波数 1000 cps で周波数特性が 300～3000 cps で平坦度 ±3 dB の増幅器により，供試抵抗 R に印加した直流電圧に対する雑音電圧の r.m.s 値，すなわち μV/V で表わすことになっているが，帯域幅が広いことにより再現性が悪く，また μV/V 表示では回路設計上なじみが薄く不便が多い等の欠点があり，改訂の方向に進んでいる．最近 NBS[3] が IEC の部品の委員会に提案した方法は，直流印加電力に対する有能雑音電力の比をデシベルで表わす方法で，測定器は測定周波数が JIS と同様 1000 cps であるが帯域幅を 1000 ±20 cps で ±3 dB の狭帯域におさえたため再現性のよい結果が得られた．この場合変換利得という考え方から次式が得られる．

図 9　100 kΩ 1W 形固体抵抗のジョンソン雑音と電流雑音との関係の一例

$$G_c=10\log\frac{\overline{P_a\Delta f}}{P} \quad \mathrm{dB} \qquad (3)$$

$$\overline{P_a\Delta f}=\frac{\overline{(NPSD)}\,10^{-12}\Delta f}{4R} \quad \mathrm{watt} \qquad (4)$$

（中心周波数 1000 cps において 1 サイクルの帯域を通る有能電力）

ここに P は抵抗値 R の供試抵抗器に加えた直流電力を watt で表わしたもの，$\overline{P_a\Delta f}$ は式（4）で定義された電流雑音の平均有能電力，$\overline{(NPSD)}$ は電流雑音の平均電力スペクトル密度，すなわち 1000 cps における 1 cps 当りの開回路雑音電圧の自乗値である．以上

図 10　NBS で試作した抵抗雑音測定器のブロックダイヤグラム

のごとく変換利得 G_c を使い，デシベル単位で雑音を表わすことは回路設計上便利であり，また一連の同種抵抗器の雑音を Gc で表わせば，その値は正規分布をなすので，平均値と標準偏差で簡単に，あるロットの雑音特性を表示することができる．直読可能で測定容易，等種々の長所があるので，各方面で検討されている．図10は NBS で試作した測定回路のブロックダイヤグラムである．

(iv) その他の測定　以上の他に温度係数の測定，耐湿寿命，振動等環境条件試験があるが，電気的な測定上には別に問題はない．

(b) *C* の測定[3]

抵抗器の場合と同様その種類も多く，定格も種々雑多であり，品質評価に必要な測定項目はそれぞれのコンデンサの JIS 規格に規定されている．

(i) 静電容量の測定　一般にブリッジ法が使われるが，測定電源周波数はコンデンサの種類によって異なり，電解コンデンサは 120^{+10}_{-5} cps，紙コンデンサは 1000±200 cps，磁気コンデンサは 1000±100 cps 同じく温度補償用は 1 Mc または 0.4～1.4 Mc，マイカコンデンサは 1000±200 cps（1000 pF 以下のものは 0.1～2 Mc）となっている．

(ii) 絶縁抵抗の測定　標準抵抗と検流計による直偏比較法で測定するのが原則となっているが，この方法では $10^{12}\Omega$ 程度以上の絶縁抵抗の測定はできない．そこで最近では直流増幅器によるいわゆる微小電流測定器が使われるようになった．この方法によれば $10^{15}\Omega$ 程度まで測定ができる．図11はその原理図で試料 R_X を通して標準抵抗 R_s に流れる電流を I_x，帰還抵抗 R_f に流れ込む直流増幅器の出力電流を I_f とすれば $I_f \gg I_x$ であるから，増幅器入力を e_i とすると

図11　超絶縁計原理図

$$e_i = I_x R_s - I_f R_f \qquad (5)$$

また増幅器の利得を A，電圧帰還率を β とすれば

$$I_f R_f = \beta A e_i = \beta A (I_x R_s - I_f R_f) \qquad (6)$$

$\beta A \gg 1$ ならば

$$I_f R_f = \beta A I_x R_s / (1 + \beta A) \fallingdotseq I_x R_s \qquad (7)$$

故に R_s，R_f が既知であれば I_f を読むことにより

$$I_x = I_f (R_f / R_s) \qquad (8)$$

として I_x が求まり，したがって R_x は

$$R_x = E / I_x$$

ここで標準抵抗 R_s は増幅器の入力電圧を与える意味からは大きい方がよいが，増幅器自体の入力インピーダンスおよび主電極とガード電極間との抵抗に比べれば充分小さいことが望ましいという矛盾があり，妥協点として 10^8～$10^{10}\Omega$ 程度が使われる．

(iii) 損失測定　コンデンサの種類により損失の表わし方が異なり，電解コンデンサは等価直列抵抗（Ω数）と定格静電容量（μF 数）との積で表わし，紙コンデンサは $\tan\delta$，マイカコンデンサは Q または $\tan\delta$，磁気コンデンサの高誘電率用は $\tan\delta$ で温度補償用は Q で表わすことになっている．損失角の測定はブリッジで行なうので普通であるが，直読計としては電気試験所の高橋氏の考案になるものや，電子管式自動平衡計器による直読計がある．後者はそのまま自動測定器としても利用できる．その動作原理を説明すると図12に示すごとく，ブリッジ回路の検流計回路

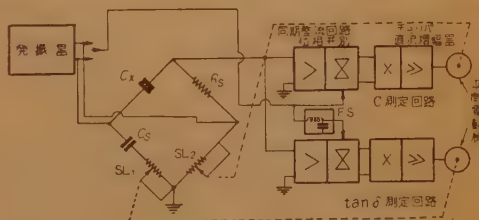



図12　C および $\tan\delta$ 直読計原理図

に現われた不平衡電圧を測定電源と同相の分と90°異なった分力とに分け，各々を別個の増幅器に入れ，それぞれの平衡電動機を駆動し，これと連動したスライド抵抗 SL_1，SL_2 の摺動子を不平衡電圧が0になる方向に摺動し，平衡がとれたところで静止するから，C_X の静電容量値と損失角を直読することができる．紙コンデンサ用の場合 0～2% の測定が可能で確度はフル・スケールの1%である．

(iv) 温度係数の測定　磁気コンデンサの温度係数の測定に当っては最低約 0.06 pF の容量のズレを検出する必要があるので図13のような測定回路を使用し，容量変化を周波数変化に置換して測定する．すなわちダブルヘテロダイン方式により安定な発振回路

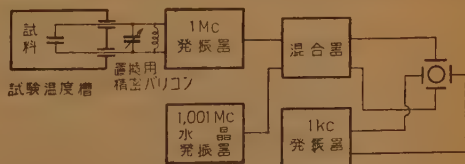



図13　磁気コンデンサ温度係数測定回路ブロックダイヤグラム

のタンク回路に並列に接続した供試コンデンサを試験用可変温度槽に入れ，その温度変化による発振周波数のズレを2段にビートダウンした周波数を読み，Cのズレに換算する方法をとっている．

(v) その他の測定　以上の他にコンデンサの種類によっては電気的にはサージ電圧試験，リップル電流試験，漏れ電流試験，無誘導構造試験等の測定や，環境条件試験があるが,電気的にはあまり問題はない．

(c) L の測定

コイル，変成器関係部品は回路技術の進歩に伴って多様性を増し，さらにこれを構成する磁心材料の発達とともにその特長を活用して，多種多様のものが開発されている．特に高性能，小形化の要求により磁心材料の特性がこれら部品の性能を左右するに至っている．以上のごとき L 関係の部品に関する測定法は実用形状寸法における磁心の特性あるいは磁心に巻線を施したコイル，変成器としての性能および磁心材料そのものの性能などが対象になるが，いずれも適当な巻線をして測定する点では共通である．ここでは特に高周波用磁心として広く応用されているフェライトに関する測定を対象として述べる．

(i) 各種形状磁心に関する測定　磁心はその使用目的により環状，棒状，板状，壺形，U形，ヨーク形．EI 形その他の特殊形状等，その形状は種々あり，また，それぞれの形状に対しても各種寸法のものがある等，千差万別である．このような形状の大部分はなんらかの空げきを有する開磁路であるので巻線設計にも関係し，その性能評価は簡単でない．また高性能小形化の要求と共に日進月歩の段階にあり，さらに巻線を施したコイル，変成器類としては回路的に他の付随した部品（*C.R.*，真空管，トランジスタ等）とも関連して複雑となり，標準測定法は一部を除き大部分は統一されていないのが現状で，メーカと使用者間で適当に妥協してそれぞれ独自の試験を行なっている．実効透磁率，Qおよび周波数特性，温度特性等基本的な測定法は大部分の部品について共通的なものであるが，その測定条件に問題がある．

測定の標準化については，各種形状のものに対して寸法を幾つかに統一して標準化し，その磁心材料を指定すれば，その性能のおおよそが見当できるが，標準化した磁心に適当な空心コイルを組合わせるなどの方法で直接その性能を測定することが望ましい．なおコイル，変成器類の測定としては前述のごとく磁気特性よりむしろ回路的な電気的特性が主となり，実際の動作状態に近い測定法が望まれる．このような測定法の標準化は今後の課題となるであろう．これらの部品のうち標準化あるいは関係者間で統一された測定法として現在あるものは，つぎのものがあるにすぎない．

(イ) 高周波酸化物棒状磁心　直径6 mm, 10 mm, 長さ 15 mm の丸棒磁心について 1 種 500 kc, 2 種 6 Mc, 3 種 20 Mc で指定空心コイルを用いて実効透磁率，Qなどについて JIS が作られている．しかし現状では直径 5 mm, 8 mm のものが多く使われている．

(ロ) マトリクス記憶装置用磁心　計算機の記憶用磁心として関係者間で測定法が審議され，外径 1.75 mm と 2 mm の小環状磁心についてパルス試験法が統一規定されている．

(ハ) 各種形状磁心の寸法規格　アンテナ用棒状磁心，インダクタ用壺形磁心，偏向ヨーク用磁心，フライバック用U形磁心，変成器用 EI, EE 形磁心につき一応寸法のみの標準化が審議されている．

(ニ) ラジオ用中間周波変成器　標準測定法が JIS に規定されている．

(ii) 磁心材料に関する測定法　磁心材料については使用周波数の点から見れば低周波からマイクロ波帯までの広範囲にわたり，また磁化特性の点からは直線性を利用するもの，非直線性を利用するもの等各種ある．一般には基本的な直流および交流による履歴曲線，透磁率 μ，損失係数 $\tan\delta$ に関連した高周波測定で，その他パルス，マイクロ波による特殊測定が考えられる．従来高周波磁心として使用されていた圧粉鉄心に関する測定法として実効透磁率，磁心損失抵抗，磁心安定度，温度特性等について交流ブリッジを用いた試験法が JIS に規定されている．以下にフェライト磁心に関する一般的試験法について述べることにする．

(イ) 直流測定　従来直流による履歴曲線の測定には弾動検流計を用い，一点一点測定を行なっていたが，最近は P.P. Cioffi 氏の相互誘導器を用いて負帰環による積分を行なう M 形[4][5]（図 14 a）と，F.G. Brockman 氏らの *CR* を用いて積分する *CR* 形[4]（図 14 b）の磁気特性自動記録装置が市販され広く用いられるようになった．いずれも検流計と光電管，真空管

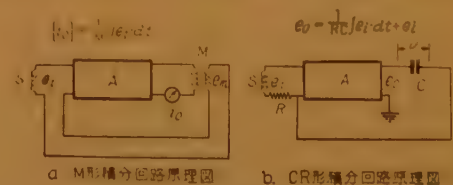



図14　積分方式による*BH*曲線自家記録装置の原理図

を組合わせた高感度直流増幅器からなるもので，中感度の検流計を使用しているので，検流計回路に伴うドリフトが感度，確度に対し問題となるが，数分以内で測定ができ，便利な測定器である．

(ロ)　交流測定　交流による履歴曲線の測定にはブラウン管を用いた直視装置が従来よりあるが，より高い周波数あるいは小磁心の単巻での測定，さらに定量的な測定が要求されるようになった．これらに関する基本的な問題は良好な積分を行なわせるため，増幅回路の広帯域の振幅特性と位相特性が問題で，特に位相関係に誤差があると履歴曲線の形に大きく影響する．最近角形材料の小磁心を高周波で単巻により履歴曲線，磁束，矩形比 B_r/B_m，H_c/H_m 等が直読できる B-H tester[7] が発表されている．これは図15のごとき回路より構成されており，jig に試料を挿入することにより4つの接点でそれぞれ単巻の一次二次回路が形成される．その履歴曲線をブラウン管上に描かせ，特殊なリレー回路によりそれぞれ適当な信号を同時に加えてブラウン管上の図形を観測しながら3個のポテンショメータを調整してその読みから諸量が直読できるものである．従来の弾動検流計による測定に比べて200倍の感度があり，その精度は1%といわれている．また E. Kittle 氏の測定原理を改良し，電子管スイッチによって 50～2000 c/s の励磁に対し，1サイクルを15秒～5分に時間変換させ，早い現象をゆっくり観察できるようにし，自動記録させる交流自記磁束計が最近実現された．

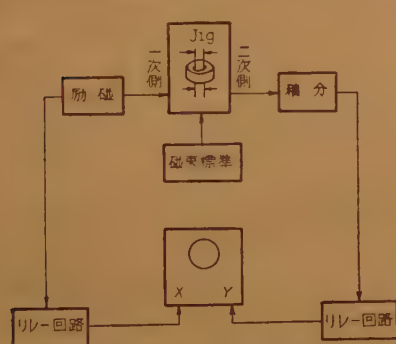



図 15　B-H tester 構成図

(ハ)　高周波測定　各種磁心材料の低磁場での高周波測定には，μ，$\tan\delta$ に関して Q メータを用いた暫定的標準測定法[8]が関係者間で審議統一された．これは学術的正確さより広く一般に普及している Q メータを測定器とした実用を目的とした測定法である．基本的には巻線をしてコイルのインピーダンスを求め，巻線に伴う諸量を補正することである．測定周波数範囲は差当り 100 kc～10 Mc であるが，巻線を施さない方法が理想的である．このような方法として米国の NBS で種々開発され標準化されている．たとえばケルザルの透磁率計を高周波に適用した R.F. Permameter，短絡同軸容器を用いる方法，可変長同軸共振器を用いる方法等である．このような測定法は国内でも実施されているが，測定対象，試料挿入法などに問題が残されている．他方低周波での測定が必要となり，ブリッジも次第に広く用いられるようになったので，引き続きブリッジによる測定法が関係者間で現在検討されている．これは巻線をする点では前者と同じであるが，ブリッジを用いる点でさらに細い点まで測定条件を規定し周波数範囲は一応 1 kc～5 Mc となっている．

(ニ)　その他の測定　フェライトでは経年変化のように自然に発生する特性の変化の他に機核的応力，消磁などの人為的操作によっても透磁率などが変動し，このような不安定な現象は実用上からも，また材料の精密測定を行なうにも重要な意味をもつので，この不安定性を測定するため図16のごとき記録方式がある．この方法は測定中試料は同一励磁状態にあるように定電流源に接続し，試料端子の電圧はほとんどリアクタンス分で占められるようにすれば，透磁率が変動するとコイル両端の電圧がそれに伴って変わるので，これを整流して記録するようになっている．またフェライトの比抵抗の測定に関しては関係者間で検討されており，近く統一されたものが発表されることになっている．これは触針法によるより，電極法による方が適していること．電極としてインジウム・アマルガムを用いること，および試料の研磨等が基本となっている．

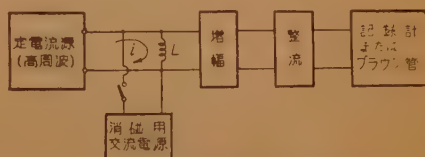



図 16　透磁率変動測定装置原理図

(d)　通信機用部品の高周波特性

L,C,R をはじめ通信機用部品の高周波特性を明らかにしたいという要求は，回路設計者の常に問題とする所であるが，現在これに対する決定的な方法が確立されていない．これには種々の原因があるが，中でも測定器自体のもつ高周波特性，部品の測定器への接続方法による測定誤差等が問題になり，また，たとえこの条件を指定したとしても，その場合の測定結果はその条件下では意味があるが，部品を実際の回路に取付

けた場合，部品の配置および取付方法によっては部品と対地間または部品相互間の条件が測定時と同じ条件になっているかどうかは問題で，結局部品の高周波特性なるものの測定結果は回路設計上の目安にはなるが絶対的なものとして取扱うことができにくいからである．しかし測定器に関しては種々の考案がなされており，現在最も普及しているものに Boonton 社の *RX* メータというのがある．これはシェーリングブリッジを使用した VHF インピーダンスメータで，ブリッジのエレメント間の関係が周波数の影響を受けないで保たれる．その特徴として可変ブリッジエレメントの空気コンデンサが VHF 帯で特性がよい．回路の残留インピーダンスが非常に小さい．未知並列インピーダンスについて，しゃへいの問題が生じない等がある．図17はそのブロックダイヤグラムで，ブリッジの1つの arm に未知並列インピーダンスを接続したときに生ずる不平衡電圧と局部発振器からの出力を混合した

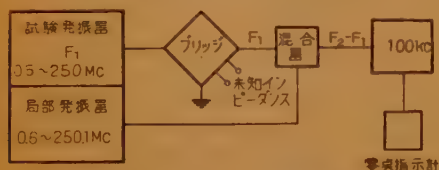



図17　*RX* メータの原理図

後の出力電圧は不平衡電圧に比例し，再度平衡をとったときのダイヤル目盛が未知インピーダンスの大きさを直接与える．図18 (a) はブリッジ部分で未知インピーダンスのリアクタンスが容量性であれば C_4 を減じ，誘導性であればそれと共振するまで増加してバランスさせる．ここで重要なのは C_2 および R_2 のもつ全インダクタンス L_2 と，C_4 のもつインダクタンス L_4 である．(図18 (b)，(c) 参照)．L_2 の影響を取除くためには R_2 に微小並列容量 C_p を入れ，また L_4 に対しては edge wiping rotor spring という特殊構造のバリコンを使って C_4 に対する並列インダクタンス path を構成して L_4 を極力小さくしている．このメータの周波数レンジは 500 kc から 250 Mc，測定範囲は抵抗レンジが 15～100,000 オーム，容量レンジ 0～20 pF（補助コイルによりさらに範囲を拡張できる）インダクタンスレンジは 0.001 μh～100 mh である．なおトランジスタおよび真空管の高周波動特性，ケーブルインピーダンスの測定にも利用できる．

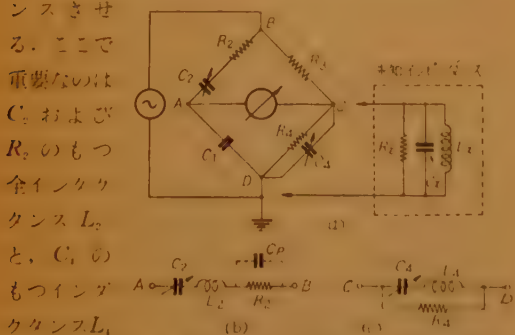



図18　*RX* メータブリッジ部の説明図

(e)　通信部品の自動測定器[10][11][12]

最近のエレクトロニクス装置の構成部品は，その種類もまた使用量も非常に多数となり，したがってその品質に対して従来のものよりバラツキの少ないこと，信頼性が高いこと等，厳格な要求が量的にも必要とされて来たので，測定も相当量を迅速に行なう必要に迫られ，測定時間の短縮，人為誤差の不介入，熟練従事者の削減等の見地から測定の自動化の傾向が盛んになって来ており，将来ますますその開発に努力が向けられるであろう．現在の自動測定器は大別してつぎの3つに分類できる．

① ある品種の部品の製造工程に直結し，品質管理上最も重要な測定項目を自動測定し，選別動作をその主目的とするもの．

② ある品種の部品の環境条件を含んだ寿命試験中の劣化状態を自動記録することをおもな目的とするもの．

③ ②をさらに大規模にしたもので，部品の品種を限定せずに，同時に数千個ないし数万個を多数のパラメータについて測定，選別，記録すと共に統計的処理により平均値，標準偏差，分布曲線等を自動的に算出するもの．

以上の内 ①，② に属するものはわが国でも実用されている．③は米国で開発され試験会社のような所で実用されている．しかし，いずれの場合も機械的動作部分が問題になり，多少精度は犠牲になっても確実に動作することが第一条件となっている．ここでは電気試験所で現用している②に属する電解コンデンサの寿命測定自動記録装置の概略をのべる．この装置は，JIS 規格の電解コンデンサの耐熱寿命試験を行なうもので試験項目は静電容量，tan δ，漏れ電流の3項目について21個のコンデンサを測定する．最終記録はタイプライタによる印字方式で，一種の簡単なディジタル計器である．図19はその概略の説明図で，この図の状態で供試コンデンサには試験電圧 E または E+20% のいずれかがかかっている．時間設定部からの信号により測定開始時間になるとトリガパルスがカムスイッチ *MSW* により発せられ，ロータリスイッチ RSW_1

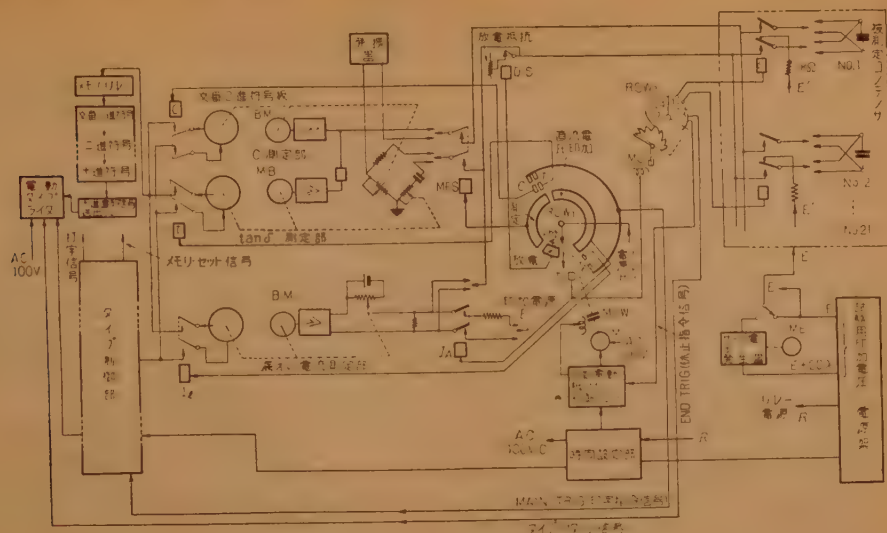



図19　電解コンデンサ摺動測定装置総合図

の摺動子が回転を始めるが，RSW_2 はノッチ(25)で停止したままで，その間測定は行なわずタイプライタは1回カラ打ちし，RSW_1 の摺動子が TS 接点に接触すると，RSW_2 はノッチ(1)に進み同時にタイプライタは復帰信号によって前回の記録から一字あけた位置に戻る．ノッチ(1)になるとリレー S_1 により試験電圧印加中のコンデンサ No. 1 を切離して測定回路に接ぐ，RSW_1 の摺動子が放電接点に触れるとリレー DIS により放電し，さらに測定接点に来ると放電抵抗は切離され，リレー MES により供試コンデンサ No. 1 をブリッジ回路に接ぐ，つぎに C 接点に触れると常時入力短絡の状態にある検流計回路が接続され，静電容量を測定する．同時にブリッジの摺動子の回転軸に取付けた交番2進符号板からの信号は簡単なリレーメモリに入り，符号変換リレー回路を通り，さらに10進直列信号として電動タイプライタを駆動印字する．つぎに tan δ も同様に測定される．さらに摺動子が直流印加電圧接点に来るとリレー I_A によって直流電圧が印加され，5分後 I_l 接点に触れると前記と同様漏れ電流の印字記録が行なわれる．最後に摺動子が TS 接点に触れると RSW_2 はノッチ(2)に進み，いま測定の終了したコンデンサ No. 1 を測定回路から切離して試験電圧をつぎの測定時間まで印加する．このようにして No. 21 のコンデンサまで計測印字が終わり RSW_2 がノッチ(23)に接がると測定停止信号が出て，RSW_2 と起動モータ M_1 を停止させ，つぎの測定時間まで動作を停止する．

以上が自動記録装置の概要であるが，前述のごとく，機械的動作部分に当るマイクロリレー，各種接点の接触抵抗，符号板面の汚れ，タイプライタの印字機構等，電気的な部分より機械的部分に欠陥が多いことが経験された．これらの点の解決が今後の自動測定装置の先決問題となるであろう．

文　献

(1) G. Dummer: "Fixed resistors", Pitman & Sons, London, (1956).

(2) G.T. Conrad: "The NBS proposed standard resistor noise test set. Vol. I", NBS Standard Report 5400, (Aug. 1957).

(3) G. Dummer: "Fixed capacitors", Pitman & Sons, London, (1956).

(4) R.R. Bockemuehl, P.W. Wood: Electronics, **33**, No. 3, p 70.

(5) 山本，広川；電試彙 **20**，6号，p19.

(6) F.G. Brochman, W.G. Sleneck: Philips Tech. Rev. **16**, No. 3, p 79.

(7) T.H. Bonn, R.D. Torrey, F. Bernstein: Electronics, **31**, No. 3, p 76.

(8) 武井，和田，二条；電学誌 **76**，819号，p 1449.

(9) 武井編："フェライトの理論と応用"，p 145 (1960).

(10) F.M. Booth: "Automatic testing of components", Electronic Components Sympo. p 106 (1956).

(11) V.W. Walter, S.W. Nelson: "Technique for automatic testing electronic components", Trans. I.R.E., PGIE No. 6, (May 1958).

(12) J.A. Huie, R.G. Matteson: "The design of automatic test equipment for electronic systems and components", Automation Progress, p 392 (Dec. 1959).

4. 通信用装置の測定

UDC 621.395.61/.62.012.08
534.6

4·1 音響機器の測定*

正員 中島平太郎
（日本放送協会技術研究所）

本文においては，音響機器の中，主として自由音場を使用する機器――コーン・スピーカおよびマイクロホン――の周波数特性の実用測定について述べる．なお，これら実用測定には機器特性の性質上，一般に自動記録が広く用いられているが，ここでは音場測定を中心に述べることとし，自動記録については，音場測定に付随して生ずるであろう 2,3 の問題点を提示するにとどめた．

音響機器の音場測定における基本となる自由音場を作るには，周知のように無響室が必要である．最近の無響室は，図1に示すように壁面からある空間を隔てて吸音材料の層を作り，その上に吸音くさびをとりつけたものが多く用いられている．このような無響室において，自由音場をえられる周波数範囲の低音限界は，吸音くさびの形状，寸法，壁面への取りつけ方法などによって定まる．これらの詳細についての実験的検討は，L.L. Beranek[1] によって行なわれ，その後理論的取扱い[2]シュミレータによる実験的取扱い[3]など，種々の検討がなされているが，経済面をも考慮した設計法はまだ充分確立したとはいえない現状である．

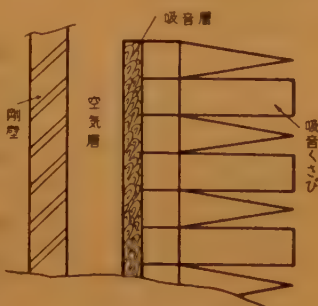



図1 無響室の壁構造

つぎに，これらの無響室が自由音場であるかどうかの規準として I.E.C では，音源から標準マイクロホンの位置に至る音圧減衰特性上にあらわれる反射による測定誤差が 100 c/s 以上で ±1 dB 以下と規定する気運にある．測定を音源から 1 m の点で行なうものとし，この点における自由音場を上記誤差範囲内におさめるためには，少なくとも吸音くさびの長さ 60 cm 以上，吸音下地 10 cm を壁面より 10 cm 以上離して取りつけ，かつ吸音くさびの先端から先端までの空間 (5～6) m 以上を必要とするようである．

（1） スピーカの測定

スピーカの周波数特性は，本来きわめて薄い無限大バフルにつけた被測定スピーカのボイスコイルに一定の電圧を加えた場合，半無限空間内の指定する点に生ずる音圧の周波数による変化である．スピーカの実用的な測定法は，これらの理想的な条件が，実際的な面から制約される場合に，特性の精度をどこで妥協させるか，あるいはどれだけの補正量が必要であるかの問題である．以下各項について検討する．

(a) 標準密閉箱

被測定スピーカを取りつけるバフル板が有限の大きさになった場合，その形状，寸法でいかに変化するかは，H.F. Olson[4] 始め多くの実験的，理論的解析が行なわれたが，結局スピーカの実用測定に使用する目的に対しては

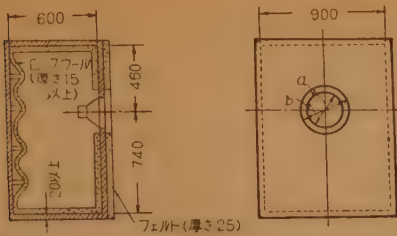
① 直方形や円形などの整形バフルでは干渉によって低音域に特性の谷を生ずる．

② 不整形バフルにすれば，特性に鋭い山谷は生じないが，そのバフルに特有な低音域の特性の形が存在する．そしてその形に関しては理論的解析が困難であるため，バフル板形状の規格化に対する妥当性を証明する根拠に乏しいうらみがある．

③ 実際にスピーカはバフル板でなしにキャビネットに取り付て使用する場合が多い．（その場合の特性の換算はバフル板よりキャビネットの方が簡単である）

以上のような点で，スピーカの実用測定に，バフル板を使用することは必ずしも適当とはいえない．

わが国においては，音響機器の特性測定用の標準密閉箱として，1952 年のスピーカ JIS 改訂 (JISC 5501) の際に図2に示すような構造，寸法の密閉箱を定め，1957 年に，口径 10 cm 以下の小形スピーカを対称と

* 4.-Measurement of Electrial Communication Apparatus.
4.1-Measurement of Acoustic Instruments. By HEITARO NAKAJIMA, Member (Technical Laboratory, Japan Broadcasting Corporation, Tokyo).
[資料番号 4836]

外形種別 (cm)	12	16	18	20	25	30	38
a(mm)	100	135	160	170	210	255	320
b(mm)	160	210	240	250	300	350	430

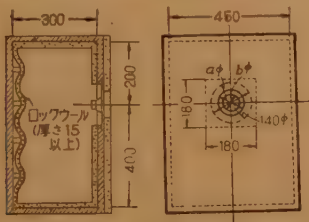



図2　標準密閉箱の寸法（単位 mm）

外形種別(cm)	3.8	5.0	6.5	8.0	9.0	10.0
a(mm)	30	40	58	64	80	90
b(mm)	70	80	100	105	130	140

図3　小口用標準密閉箱（単位 mm）

して図3に示すような構造，寸法の密閉箱を追加して（JISC 5505）現在に至っている．その後，このようにして定められた標準密閉箱を使用して（おもに図2のもの）スピーカを実際に測定し，結果を検討してみると，それは測定標準用としては必ずしも適当でない部分もあり，あるいは今少し細部にわたって定めておく必要のある部分もあるように思われる[4]．以下これらの問題点についてその概要を述べる．

（i）スピーカの取付方法　現在の標準密閉箱では，供試スピーカはバフル板の後部から取りつけるようになっており，したがって供試スピーカからは，板厚 2 cm の円形空胴を通して空間に音波を放射する形になっている．したがってバフル板の面に揃えてつける基本的な場合に比べて，口径と板厚とによって定まる空胴効果の分だけ特性が上昇する．図4は口径 16 cm のスピーカ3個について，バフル板の後部からつけた場合と前面と揃えて（厚さ 3 mm の金属板につけて）つけた場合の正面，特性の差を求めた結果で，この特性変化の傾向は空胴効果に関する Harrison & Flanders の解析結果とほぼ一致している[6]．これらの傾向は，口径を変えても，板厚を変えても，またスピーカのコーンの形が変わってもほぼ同様である．また図5(a),(b) はそれぞれスピーカ正面軸より 30° 方向および 60° 方向におけるこれらの差であるが，これらはスピーカ軸上における差以上に著るしい差異を示している．しかし板厚を薄くしてゆくとスピーカ取付面が振動を生じやすくなって，そのための誤差を生ずるのでその間に適当な妥協点がある．種々検討の結果，14 cm 以下の小口径のスピーカに対しては厚さ 2 mm，16 cm 以上の大口径スピーカに対しては厚さ 3 mm 程度の金属板パネルにつけて測定することが望ましい．

図4　スピーカの取付方法による特性の変化状況

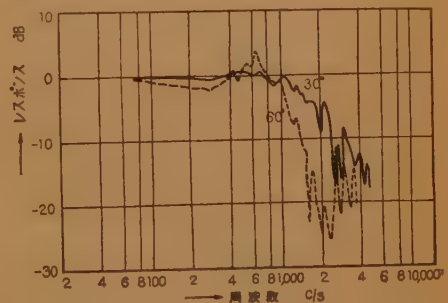



図5(a)　正面に対する 30°, 60° 方向の特性（スピーカを前面板の面と一致させた場合（口径 30 cm））

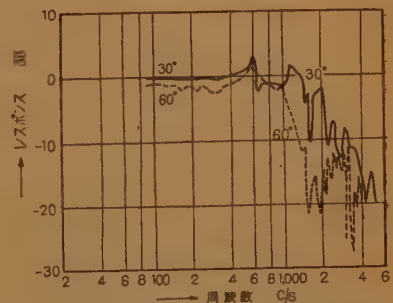



図5(b)　正面に対する 30°, 60° 方向の特性（スピーカを後部よりつけた場合（口径 30 cm））

（ii）スピーカ取付面のフェルトの影響　スピーカ取付面前面のフェルトは図6のようにスピーカ正面軸上 30〜40 cm，周波数 400〜800 c/s に，密閉箱前面の形状寸法によって生ずる音圧減衰特性の乱れを改善するためにつけたものであるが

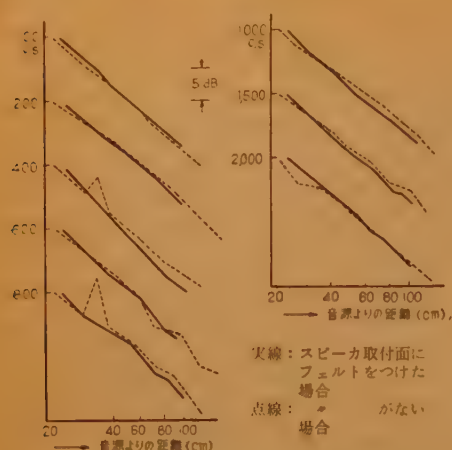



図6 標準密閉箱に口径 30 cm のスピーカをとりつけたものを音源とした場合の減衰特性

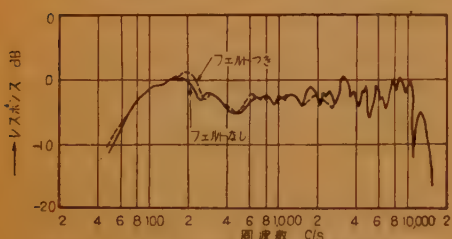



図7 (a) フェルトの有無による正面特性の変化

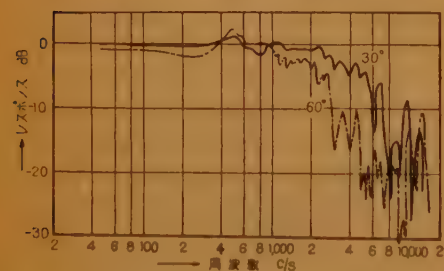



図7 (b) 正面に対する 30°, 60° 方向の特性（フェルトのない場合）

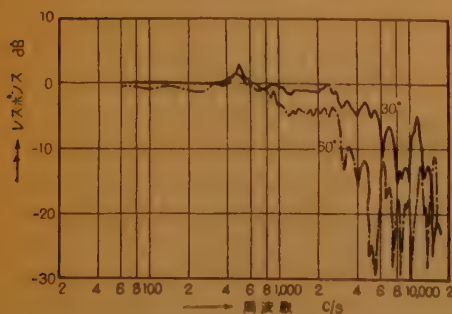



図7 (c) 正面に対する 30°, 60° 方向の特性（フェルトをつけた場合）

① 標準マイクロホンの位置が 30〜40 cm のときはたしかに図6の音圧減衰曲線からの偏差程度の誤差を生ずるが，それ以外の位置で測定すれば図7 (a) のようにその影響は大して大きくはない．

② 図7 (b) および (c) にみるように，特性の大体の傾向は両者ほぼ同じであるが，1,000〜2,000 c/s 付近の 60° 方向の感度低下の度合の相違は，明らかにフェルトをつけたための悪影響である．

したがって，もし以上の音圧減衰特性の乱れが，他の方法によって改善されるならば，スピーカ取付面のフェルトはない方がよいといえる．

(iii) 前面板の大きさ 図7 (b) および (c) のように 400〜600 c/s 付近において，斜方向に放射される音波の音圧が，正面より上昇することは，無限大バフル中で円形ピストンが振動する理想的な条件の下では起こりえないことである，このおもな原因は (ii) の項で述べた音圧減衰特性の乱れの原因と同じく，スピーカをとりつける前面板の形状，寸法によるものと考えられる．試みに標準密閉箱に図8のような寸法の

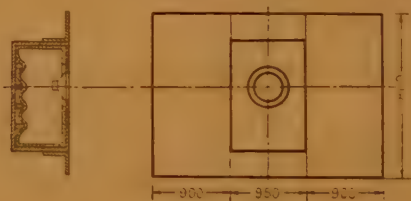



図8 測定に使った前面板の寸法

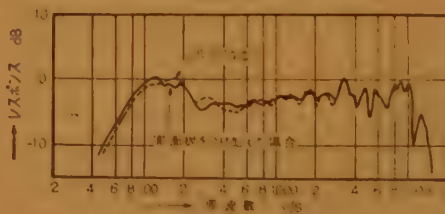



図9 (a) 前面板による正面特性の変化

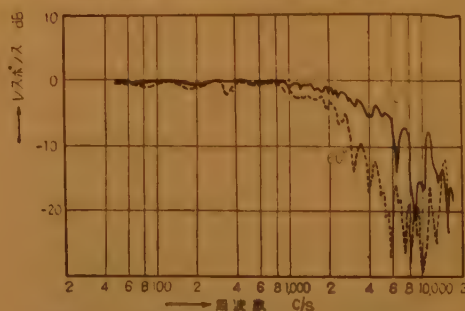



図9 (b) 前面板をつけ加えたときの正面特性に対する 30°, 60° 方向の特性

前面板をつぎ足して測定してみると，図9のように斜方向における特性が正面より上昇するような現象はなくなり，同時に(ii)項で述べた音圧減衰特性の乱れもなくなった．ただ200～300 c/s 以下の低音域における特性変化は，前面板の寸法，形状による回折効果によって生ずるものである．

以上要するに，スピーカ取付面のフェルトを取除き，適当な形状寸法の前面板を付加し，スピーカを前面板とほぼ同一平面に取りつけるようにすれば，より理想的な条件に合致する測定ができるものと考えられる．

図 11 仮想音源の位置

(iv) **内部の吸音材料の量**　キャビネット内部の吸音材料は，周知のように内部に発生する定在波の影響を防ぐためのものであるが，低音共振付近の周波数には，キャビネットの Q として被測定スピーカの特性に影響するから，規格としては，吸音材料の量を統一することが必要である．

(b) 測定距離

図10は，スピーカと標準マイクロホンの距離が50 cmの場合を基とし，これに対して，測定距離を変化した場合，どのように特性が変わるかを示した一例で，低音域でいちじるしく変化する．このもっとも大きい原因は，

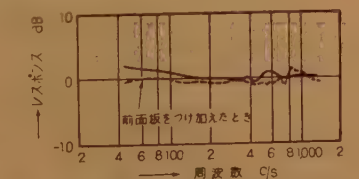



図10 (a)　距離による特性の変化（50 cm 基準 25 cm の場合）

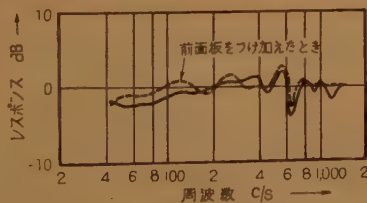



図10 (b)　距離による特性の変化（50 cm 基準，100 cm の場合）

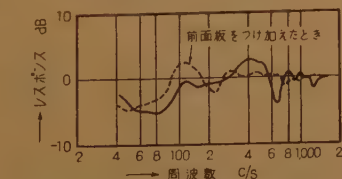
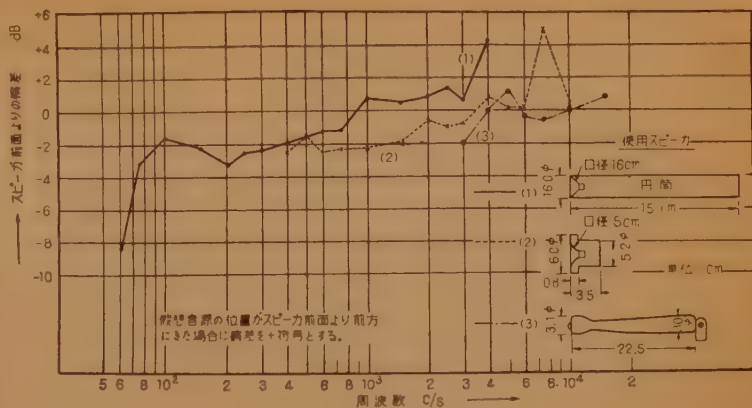



図10 (c)　距離による特性の変化（50 cm 基準，200 cm の場合）

密閉箱の前面板の大きさによる回折効果によるものである（前面板をつけ加えたときに，その変化が少なくなっている）この外に，スピーカから放射する球面波伝ぱんの音源の中心が図11のように周波数によって変化するために，距離によって低音と高音との特性の傾向が幾分異なるが* 前者の原因による特性のちがいの方がほとんど決定的である．

(c) **駆動増幅器**

スピーカはボイスコイルに一定電圧，すなわちボイスコイルのインピーダンスと駆動増幅器の出力インピーダンスとの比 D（ダンピングファクタ）が充分大きい状態で測定することが必要である．この D が小さいとスピーカの動インピーダンスのために特性は図12のように変化する．駆動増幅器にひずみがある場合には図13 (a) のように，おもに低音共振周波数 f_0 以下の周波数特性，特に $f_0/2$，$f_0/3$……の周波数で特性に差を生ずる．また特性を自動記録する場合，もし記

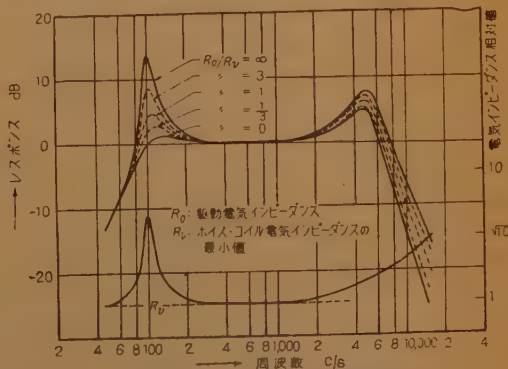



図 12　駆動インピーダンス対周波数特性

* 音響標準測定においては，音源の中心による感度の誤差が問題になる．

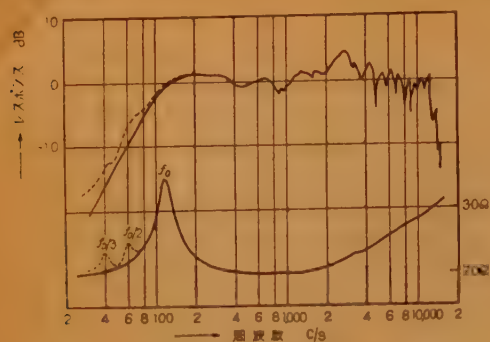



図 13 (a)　入力波形のひずみによる特性の差異の一例

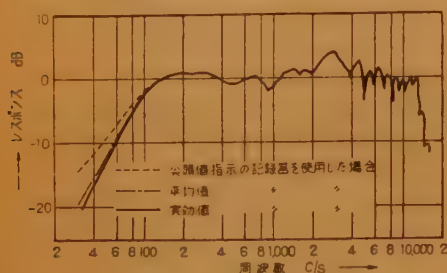



図 13 (b)　入力波形がひずんでいる場合の記録器による特性の差異の一例

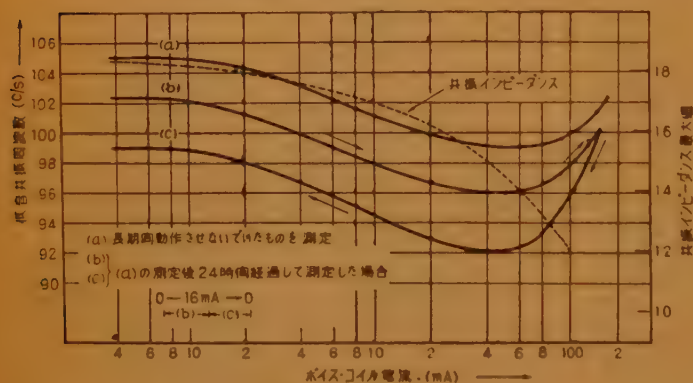



図 14　ボイスコイル電流に対する f_0, f_0 におけるインピーダンス最大値の変化の一例

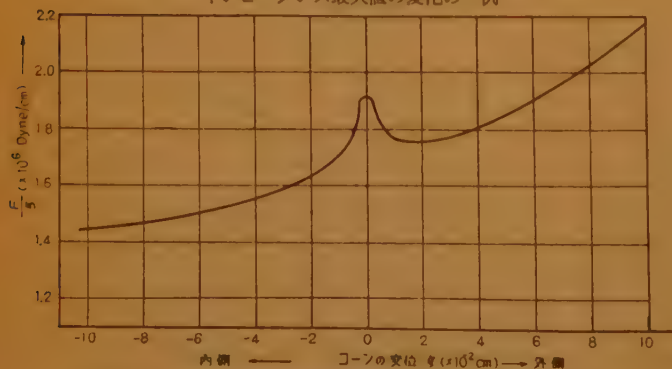



図 15　コーンの変位に対する静的スティフネスの変化

録する波形にひずみがあれば，レベルの指示方式によって，図 13 (b) のように低音域に誤差を生じやすいので，特に注意が肝要である．

(d)　測定レベル

スピーカは，もちろんその公称入力以下の適当な入力を加えて測定すべきであるが，この入力レベルが異なると，図 14 のようにボイスコイル電流によって低音共振周波数 f_0 および f_0 におけるインピーダンスの最大値が変化するので，低音共振周波数付近の特性および電気インピーダンス特性が変化する．これはスピーカの等価スチフネスが図 15 のように入力電力によって異なるためである．普通のフィックスト・エッジでは，入力がきわめて小さい場合と公称入力付近の入力を加えた場合とでは，共振周波数で 8～12% 程度も変化する．フリーエッジではこの変化が 5～8% で，前者よりその度合は少ないが，いずれにしてもある程度の変化は免かれず，スピーカの特性には，その入力電力の値を指定または明記すべきものと考える．

(2)　マイクロホンの測定

マイクロホンの周波数特性は，本来自由音場内におかれたマイクロホンの振動板に，一定既知の音圧を加えたとき，電気端子に現われる誘起起電力の周波数による変化である．実際には，標準マイクロホンと被測定マイクロホンとを音源に正対させ，両方のマイクロホンに加わる音圧が等しいものとして，それぞれのマイクロホンの開放誘起起電力を比較によって求める方法が広く用いられている．

(a)　測定用音源

マイクロホンの実用測定において，測定用音源はかなり重要な役割をもっている．測定用の音源として要求される性能は，つぎのとおりである．

① 音源の周波数特性はマイクロホンの測定範囲を限界づけるものである．標準マイクロホンで再生音場の音圧を制御するので，必ずしも一様再生特性を必要とはしないが，特性に鋭い山谷があったり，急激に変

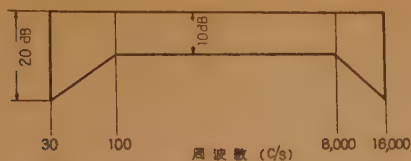



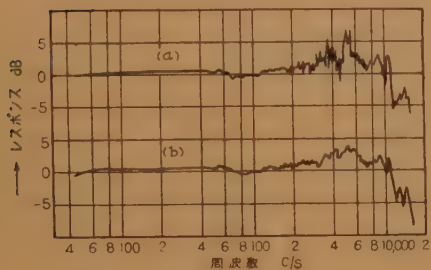
図 16　測定用音源に望まれる特性の枠

(a)　音源スピーカ 38 cm+5 cm 複合形
(b)　30 cm 単一コーン形

図 17　音源のちがいによるマイクロホン特性の相違

図 18　NHK 技研で使用している測定用音源

図 19　音源スピーカの主要部寸法

化するものは，周波数の僅かの変動でも誤差を生じ，また増幅器にも特別の考慮を必要とするばかりか，特性の自動記録に際しては，記録速度とも関連して，特に誤差を生じやすいので，できれば図 16 のような特性の枠にはまる程度の一様な再生特性をもつものであることが望ましい．

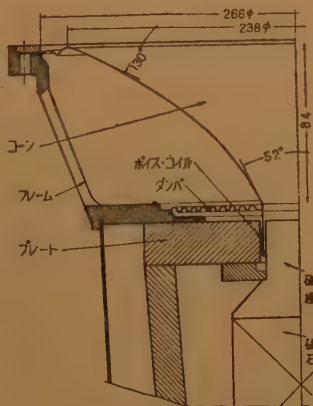
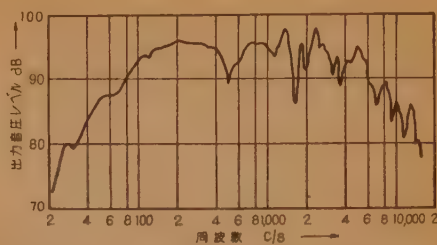



図 20 (a)　音源スピーカの出力音圧周波数特性（ボイスコイル端子に 1V を加えたとき，音源より 1m の点において測定）

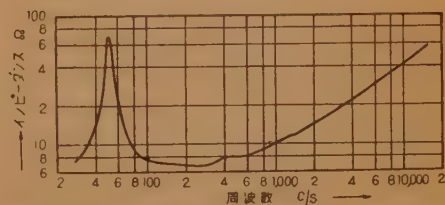



図 20 (b)　音源用スピーカの電気インピーダンス特性

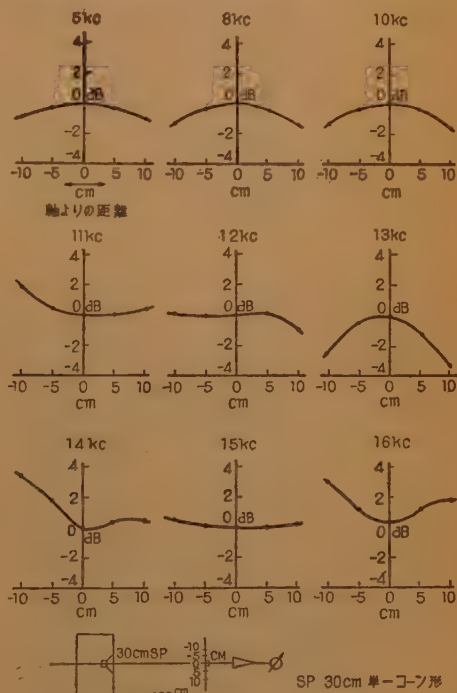



図 20 (c)　音源スピーカの対称性

② 指向特性　標準マイクロホンと被測定マイクロホンとには等しい音圧が加わることを前提としているので，音源の主軸に対して，その指向特性が対称であることが望ましい．周波数が高くなって指向性が鋭くなると，かなり注意して作られたスピーカでも，えら

れる指向特性は非対称になりがちである．音源としては 15,000 c/s まで正面軸より ±10° の方向について 0.5 dB 以下の対称性をもつことが望ましい．

③ ひずみ特性は，周波数特性に直接に及ぼす影響は少ないが，出力電圧の指示計器（記録器など）のいかんによってはかなり大きな誤差の原因になる．このために音源としては，これより 1 m の点に 84 dB の音圧をうる場合，100 c/s 以上で 1% 以下，振幅 2 mm まで 5% 以下のひずみ率であることが望ましい．

これらの要求される性能に対しては，普通には大小の異なる口径を組み合わせた複合形スピーカが適当であるが，マイクロホン測定用の音源としては，クロスオーバ周波数付近で，ウーハとツィータそれぞれの音源の位置が異なるため，図17 のような特性となり適当ではない．音源としては単一コーン・スピーカでなければならないが，単一コーンで上の 3 つの特性を満足させることはかなり難かしい．NHK 技研においては図18 のような口径 30 cm のスピーカを測定用音源として使用している．設計上のおもな特長としては，

① 振動系 コーンの形は図19 のように深さ 84 cm のきわめて深いカーブドコーン，頂角 52°．

② 3 mm の振幅に対して駆動力 ΣBl の変化が 3% 以下，支持材料の非直線性 3% 以下．

で，特性は図20 に示すようにほぼ上の 3 つの特性を満足している．

なお音源に付随して，これをおさめるキャビネットには別に制限はないが，キャビネットのスチフネスによって低音共振が高くなると，それだけ再生特性が狭くなる．したがってキャビネットの容積としては，図2 に示した標準密閉箱程度の大きさを必要とする．キャビネットの前面の板の形状寸法ならびに状態はマイクロホン主軸方向の周波数特性にはあまり大きい影響を与えないが，指向性マイクロホンにおける最低感度方向の特性には，特に 100~800 c/s の周波数範囲でかなり大きい影響を受ける．図21 はその一例で特に前面板の寸法の影響がいちじるしい．

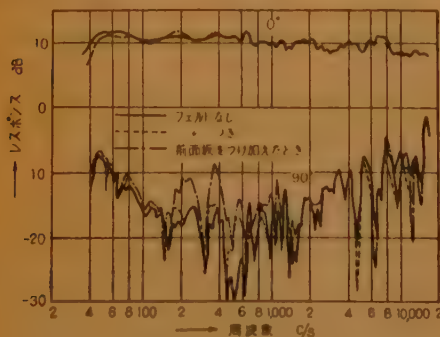



図 21 両指向性リボンマイクロホンの特性

(b) 測定距離

音源とマイクロホンとの間の測定距離が近くなるとマイクロホンに等しい音圧をうるために両マイクロホンの間隔を接近させなければならないが，そのためにマイクロホンの形状，寸法，相互の間隔によって振動板面上の音圧が影響を受ける．逆に測定距離を遠ざけすぎると，以上のような点は問題がなくなる代わりに無響室の壁面，特にグリルや内部の種々の機器からの反射の影響によって誤差を生じやすい．これらの定量的な関係については今後の研究にまつところが多いが，現用マイクロホンでは，音源との距離 1 m 程度，その場合のマイクロホン相互の間隔は，被測定マイクロホンの形状，寸法にもよるが，8~12 cm 程度が適当である．また自動記録においては測定周波数の掃引速度，制御器の制御速度などと測定距離との関係が重要な問題となってくる．図22 は NHK 技研におけるマイクロホン特性自動記録装置系の定音圧制御特性を示しているが，これからも明らかなように 1 ディケー 30 秒のかなりおそい掃引速度でも，記録誤差を ±0.5 dB 以内におさめるためにはマイクロホンと音源との距離は 1 m が限度である．

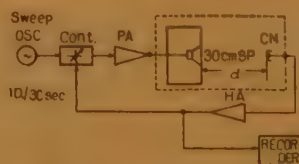
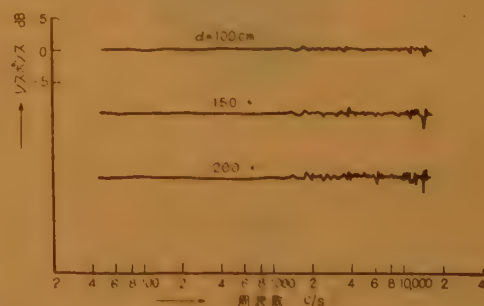



図 22 定音圧制御系の特性

指向性マイクロホンにおいては，近接効果のために両指向性の場合には，音源からの距離を r とすれば

$$\sqrt{1+k^2r^2},\quad k=2\pi/\lambda,\ \lambda：音波の波長$$

$(a+b\cos\theta)$ の形の指向性マイクロホンに対しては

上の値の $b/\sqrt{a^2+b^2}$ 倍の補正をしなければならない．この場合の r は (1)b節で述べた音源の中心と被測定マイクロホンとの距離であるから，厳密には r もその音源によって定まる周波数特性をもち，その変化は r が小さいほどいちじるしい．

(c) 前置増幅器

マイクロホンは，開放誘起起電力を測定するのが立前であるので，そのインピーダンスに比べて充分高い入力インピーダンスの前置増幅器を使用しないと周波数特性が変化する．特にクリスタル・マイクロホンやコンデンサ・マイクロホン* はユニット自身のインピーダンスが高いので，増幅器の入力インピーダンスは数十 MΩ 以上あることが必要で，そのためには図23

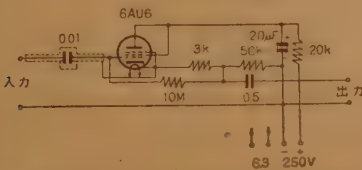



図 23　マイクロホンの特性測定用前置増幅器

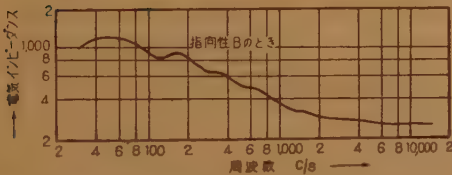



図 24　両指向性リボンマイクロホンの電気インピーダンス特性

のような高インピーダンス回路をマイクロホンより比較的近い距離に（少なくとも無響室内に）おくことが必要である．またリボン・マイクロホンでも，最近は磁束密度が高く，リボンの機械インピーダンスは小さくなる傾向にあるので[7]，リボンの最低共振周波数の近傍では図24のように中音域のインピーダンスに比べて 4～5 倍程度になるので，負荷ターミネーション比をかなり大きくとらないと特性に誤差を生ずる．図

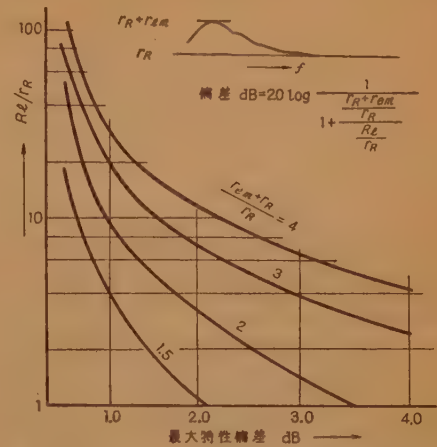



図 25　ターミネーション比と最大特性偏差との関係

25 はインピーダンスの最大値と最小値との比をパラメータとして，最大特性偏差とターミネーション比との関係を求めたものである．

以上，コーンスピーカおよびマイクロホンの音場における実用測定上の諸問題について述べたが，スピーカ測定における標準密閉箱，マイクロホン測定における並置法による高音域での誤差の限界については，特に今後の研究にまつところが多い．なおホーンスピーカについては紙面の都合により割愛した．

文　献

(1) L.L. Beranek, H.P. Sleeper; J.A.S.A., 18, 1, p 140 (July, 1946).
(2) 松井："無反射吸音層について"，電気音響研究専門委資料 (1957-01).
猪股："吸音くさびの背部空げきの長さと吸音特性との関係について"，電気音響研究専門委資料 (1958-11).
(3) 荒井："シミュレータによる音響フィルタの研究"，音学誌 16，1，p 16 (昭35-03).
(4) 中島，山本："測定用標準密閉箱に対する 2,3 の検討"，電気音響研究専門委資料 (1958-05).
(5) H.F. Olson, F. Massa : Applied Acoustics, p 430, (1934).
(6) Harrison, Flanders : B.S.T.J. 11, p 451, (1932)
(7) 西村："動電形マイクロホンの Dynamic Impedance について"，電気音響研究専門委資料 (1959-07).

* コンデンサ・マイクロホンでは，特にユニットのインピーダンスが高いので (40～80 pF)，ユニットのすぐ後に前置増幅器を付属し，この前置増幅器を含めてコンデンサ・マイクロホンと称している場合が多い．

UDC 621.395.6
621.391.832.08

4・2 電話機の測定*

正員 増沢健郎　正員 山口善司　正員 鈴木民治
(電気通信研究所)

(1) はしがき

電話機の測定はその目的によって，つぎのごとく別けられる．

第1は与えられた電話回線に対して，その電話機がどの程度の通話品質を確保しているものであるかということ，およびその品質は音響機器の感度周波数特性および防側音回路の減衰特性といかなる関係にあるかということを明らかにすることである．

第2は与えられた通話品質を確保するために，音響機器の感度周波数特性が希望する値を満足するように電話機が製造されているかどうかということである．

第1は使用する側での測定であり，第2は製造する側での測定である．しかし，われわれ設計者の立場からはつぎのように考える．

通話品質と機器の感度周波数特性との関係および感度周波数特性と音響機器の部品の音響的定数，機械的寸法等の関係を明らかにする．これらの関係を用いて経済的に最適な通話品質が得られるように電話機を設計する．したがって部品を厳重に試験することが電話機の品質を保証する最も効果的測定法であり，それ以上の測定を行なう必要がない．

製品の検査に関して，3号電話機は通話試験を行ない，4号電話機は感度周波数特性の測定を行なっているのに対し，現在実用化しつつある新形電話機は部品の検査に重点を置いて測定をするようにしたい．

(2) 通話品質の測定

(a) 通話品質ならびに伝送品質尺度

電話通話の良さは利用者が相手側からの情報を受取るに要する努力の程度によって，主観的に評価されるものと考えられる．したがって伝送系の特理特性のほかに利用者の通話状態や，期待される情報内容（了解性，音量の快適さ，音色の自然さ等）によっても良さに対する評価が大きく左右される．このような複雑な内容をもっている電話通話の良さを定量的に測るため，古くから研究が重ねられ各種の評価尺度が取上げられてきた．

通話の良さを定量的に評価したものを通話品質と呼び，送・受話者を基準化して伝送系だけの優劣を定格したものを伝送品質と呼んでいる．伝送系の定格は，被試験系と標準系とを比較して同一の通話品質が得られるよう標準系の線路減衰量を増減させ，両系の通話品質の差を等価な線路減衰量として表わすのが普通である．したがって通話品質尺度に対応して伝送品質尺度がそれぞれ作られ，そのおもなものが表1に示される．

表1 通話品質および伝送品質尺度

通話品質	伝送品質	標準伝送系
ラウドネス	通話当量	S.F.E.R.T.
明りょう度（了解度）	明りょう度等価減衰量	S.R.A.E.N.
反復度	実効伝送当量	実用標準系
オピニオン平均値（満足度）		

まずこの各種通話品質尺度について長所および短所を比較してみよう．通話品質尺度として満足すべき条件としては，つぎの3つが挙げられる．

① 通話の良さの一般的概念と一致していること（妥当性），② 客観的に信頼できること（客観性），③ 測定および適用が容易であること（実用性）

ラウドネスは音の大きさに対する心理尺度であり，ラウドネスだけでは通話の良さを代表させることはできない．しかし伝送系の周波数特性がほぼ均等で，雑音等の妨害度が小さい状態では，通話の良さの単なる相互比較として使う場合は測定が簡単のため便利である．すなわちラウドネスは実用性では優れているが，妥当性に乏しい尺度であるといえる．

明りょう度（あるいは了解度）は受聴者が送話者の発声した音節（あるいは単語，単文）のなんパーセントを正しく聴取したかを定量したもので，電話通話の本質である了解性をある程度表現することとなる．測定方法も比較的簡単で，また測定結果も実験者の熟練度を固定すれば再現性に富むものである．この点では

* 4.2-Measurement of Station Apparatus. By KENZO MASUZAWA, ZENJI YAMAGUCHI and TAMIJI SUZUKI, Members (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). [資料番号 4337]

上述の条件を満足する尺度であるが，反面つぎのような欠点もある．すなわち明りょう度試験はいろいろな約束のもとに一般通話を非常に単純化したもので，明りょう度値と一般通話の了解性の関係はまだ明らかとはいえない．特に時間的に変動する妨害雑音の存在する伝送条件では，明りょう度試験はほとんど意義をもたない．また通話の良さを支配する了解性以外の因子については全く定量することができない．

反復度は通話中における100秒間の反復数を与えるもので，通話の良さを了解に要する時間に置換えて定量するものである．この尺度は妥当性については満足できるが，客観性および実用性に乏しく現在ではあまり使われていない．

オピニオン平均値（あるいは満足度）は通話の良さの主観的な判断を直接計量しようとする試みで，妥当性の点では最も優れており，C.C.I.T.T.（国際電話諮問委員会）でも目下研究中の尺度である．オピニオン試験は，連続した評価のカテゴリを幾つか用意して，通話の良さがいずれのカテゴリに属するかを被試験者の主観判断によって投票させ，統計をとる試験である．ついでカテゴリに評点を与え，投票数を加味して平均値を求めたものがオピニオン平均値である．またこの評点を一般通話者の通話に対する満足度に換算することも行なわれている．この尺度は通話の良さの概念に一致し，また変動する伝送条件下でも適用できるが，判断が一般人の主観におかれているため客観性にとぼしい．

このほか自然度などの尺度もあるが，いずれの尺度にも一長一短があり，現段階では通話品質を評価できる適切な唯一の尺度は見出せない．

電話機および電話回線の設計および良さの比較に必要なものは，通話内容をそのまま評価する通話品質ではなく，通話品質を仲介として定格される伝送品質である．C.C.I.T.T. においてもこの伝送品質の合理的な測定法の発見に非常な努力がそそがれてきた．さて現在各国で採用されている伝送品質の種類についてのべてみよう．まず C.C.I.T.T. では国際通話回線の国内送・受話系の限界については通話当量と明りょう度等価減衰量（A.E.N.）の2本立を採用している．日本においては従来は通話当量によっていたが，4号電話機以降は A.E.N. によって電話機の評価および伝送基準が設定されている[1]．英国，オーストラリヤなどでは国内系の設計に A.E.N. が採用されているが，ドイツおよびフランスでは通話当量が使われている．米国ではラウドネス定格法（loudness rating method）[2] が採用され，これは客観的観測に基づくもので，通話当量とはその定義の上でも異なるものである．

ここで代表的な通話当量および A.E.N. の定義ならびに測定法の概略について説明しよう．

(i) 通話当量　通話当量によって電話伝送系を定格するときの標準系は S.F.E.R.T. (Master Telephone Reference System)[3] と呼ばれている．S.F.E.R.T. は送話系と線路と受話系とに分かれ，線路は抵抗減衰器で代表され，送・受話系の感度は表2のように標準調整されている．

表 2　S.F.E.R.T. の標準調整

周波数範囲	送話系	受話系
500～2500 cps の感度の平均	−31.7 dB (volt/μb)	+24.6 dB (μb/volt)
200～3600 cps 〃	−31.5 dB 〃	+24.2 dB 〃

ただし，受話系はカップラ容積 28.3 cc 内，誘起される音圧に着目する．

通話当量の測定は S.F.E.R.T. と被測定系に対し送話者は同一発声レベルで送話し，受話者は両系から再生される音声信号が同じラウドネスになるまで標準系に挿入されている抵抗減衰器を調節する．このときの標準系に付加された減衰量をもって通話当量と呼んでいる．すなわち両系のラウドネス的な開きを等価な線路減衰量に換算したものである．

また被測定系の一部分の通話当量を知ろうとするときは，標準系のそれに対応する部分を被測定系で置換えて同様な測定が行なわれる．たとえば商用電話機を使った送話系の通話当量測定回路が図1に示される．図で抵抗減衰器 $[A+C]$ の値は一定とし，B の減衰量が受話者によって任意に調節できるようになっている．ここでスイッチを標準側と商用電話機側に交互に切替えて送話し，受話者は両者のラウドネスが等しくなるように抵抗減衰器 B を加減する．このとき $[B-C]$ dB が送話系の通話当量を与えることとなる．

S.F.E.R.T. を標準系とした通話当量を基準通話当量 (Reference Equivalent) と呼び，S.F.E.R.T. で

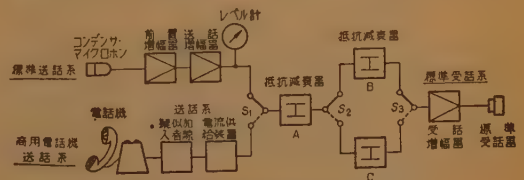



図 1　通話当量測定回路の一例

定格されている常用標準装置を基準として測られた通話当量を相対通話当量（Relative Equivalent）と呼んでいる．

(ii)　明りょう度等価減衰量（A.E.N.）　A.E.N. によって電話伝送系を定格するときの標準系は S.R.A.E.N.（Reference System for the Determination of A.E.N.）[3] と呼ばれている．

S.R.A.E.N. はつぎの3つの部分によって構成されている．

① A.R.A.E.N.（Reference Equipment for the Determination of A.E.N.）と呼ばれる理想的な伝送系

② 300～3400 cps の帯域をもつ帯域ろ波器

③ A.R.A.E.N. の受話系入力端に起電力 2 mV（Hoth スペクトル）の電気的雑音を供給する雑音供給装置

また A.R.A.E.N. は送話系と線路と受話系とからなり，マイクロホンを標準位置（唇から 33.5 cm）に置いた場合，送話者の口から受話者の耳までのレスポンスが，80～6000 cps の周波数範囲で，自由空間 1 m の距離に送・受話者が相対したときの音響伝ぱん特性を再現することを指標として作られている．この場合の線路としての抵抗減衰器の値は 30 dB であり，送話系の感度（$20 \log_{10} e/p$ volt/μb）の 100，300，900 c.p.s. についての平均が 0 dB となるように調節されている．

このような基準系 S.R.A.E.N. と被測定系についてそれぞれ線路減衰量をかえて単音明りょう度を測定し，図2のような結果が得られたとする．このとき単音明りょう度 80% に対応する被測定系と基準系の線路減衰量の値を A_1 および A_2 とすれば，(A_2-A_1)dB が求めようとする伝送品質 A.E.N. を与えることとなる．

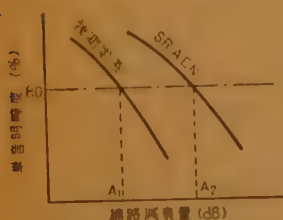



図 2　A.E.N. 決定の原理図

以上は人間の口と耳を使ういわゆる主観的方法によって伝送品質を定格する代表例について説明したのであるが，最近各国共このような定格を客観的方法によって代行させようとする研究が行なわれている．日本においても日本語伝送の基礎的研究の結果，伝送系の物理特性から明りょう度指数を使った計算によって明りょう度および A.E.N. の値を実測の誤差範囲内の精度で推定することが可能となった．

(b)　日本主通話標準装置[4]と電話機の A.E.N. 測定

日本主通話標準装置は，特にマイクロホンおよび受話器に安定かつ高品質なるものを用い，さきに述べた S.R.A.E.N. の機能を完備するものであり，日本における A.E.N. 決定のための標準装置である．その前面写真が図3に示され，構成とレベルダイヤグラムが図4に示される．

図 3　日本主通話標準装置

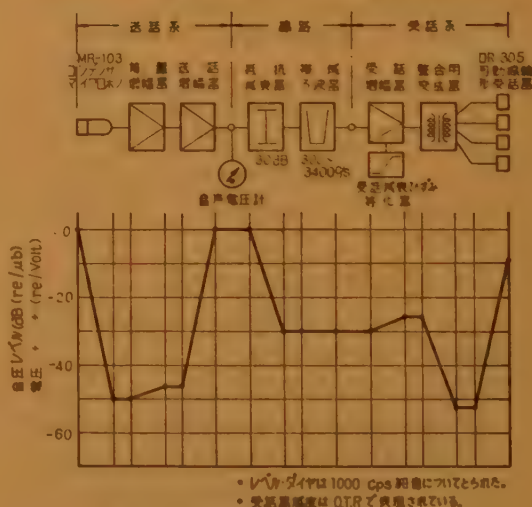



図 4　日本主通話標準装置の構成および レベルダイヤグラム

電話機の A.E.N. 測定の具体的方法は C.C.I.F.（国際電話諮問委員会）1951 年総会で正式に採用され，議事録に明記されている[3]．まず電話機と擬似加入者線と電流供給回路とによって構成される商用電話機の送話系および受話系が作られる．このときの擬似加入者線は国際通話で許される最悪の回線状態を再現するものであることが議事録中に述べられている．この商用系と標準系を組合わせ，つぎの3系について線

路減衰量の関数として単音明りょう度が測定される．

系［Ⅰ］R/R：完全通話標準系

系［Ⅱ］C/R：標準送話系を商用送話系に置換えた伝送系

系［Ⅲ］R/C：標準受話系を商用受話系に置換えた伝送系

この3系の実験結果に統計的処理を施して単音明りょう度80％に相当する線路減衰量（$x_{0.8}$）を求めれば，系［Ⅰ］と系［Ⅱ］の $x_{0.8}$ の差から加入者線を含めた送話 A.E.N.，系［Ⅰ］と系［Ⅲ］の $x_{0.8}$ の差から受話 A.E.N. が決定されることとなる．

この測定において，雑音は受話系が標準系のときは受話系入力端に起電力 2 mV の電気的雑音（Hoth スペクトル）が挿入され，受話系が商用系のときは 60 phon（音位計の A 曲線使用）の室内騒音が受話室に挿入される．送話は日本においては100音節からなる平等率リストが使用され，A.R.A.E.N. の音声電圧計が 0 dB 振れるような標準送話音量で送話される．また商用送話器に送話するときは，C.C.I.T.T. で定められている関係位置で同一発声レベルで送話される．

C.C.I.F. 研究所は上に述べた方法で測定した各国の商用電話系の A.E.N. について発表した．表3にそれを示す．この結果は各国で使用する擬似加入者線，電流供給装置が異なるので，直接電話機の優劣を比較することができない．また従来しばしば行なわれたことであるが，送・受話系の A.E.N. 値から加入者線の諸定数を差引いて電話機だけの A.E.N. を算出しようとする試みは，後述のような理由により無意味であることが分った．したがって上述のようにして測られる送話系・受話系の A.E.N. は，測定時の加入者線びおよ電流供給装置を含めた状態だけの品質評価として価値のあるもので，他の回線構成に適用するときは十分の考慮が払われなければならない．

表3　A.E.N. の国際比較

国　名	送話 A.E.N.	受話 A.E.N.
西独	+13.5 dB	−0.9 dB
ベルギー	+13.8	+13.3
フランス	+11.7	+12.8
イギリス	+13.5	+17.1
イタリー	+12.4	+14.3
ノールウェー	+26.5	+11.7
オランダ	+22.1	+ 5.8
スエーデン	+16.8	+ 8.1
スイス	+ 2.6	+ 3.9
チエッコ	+ 8.8	+ 9.8
チリー	+26.5	+ 6.3
日本	+15.5	+ 6.4
メキシコ	+14.6	+ 9.3
Rapport technique No. 220, du Lab. du C.C.I.F. による		
日本	+20.1	+ 1.7
Rapport technique No. 244, du Lab. du C.C.I.F. による		

注　ただし C.C.I.F. でのその後の検討により，最下行の日本（第2回）を除き，受話 A.E.N. はこの表の値から 2 dB 差引くことになっている．
また日本の電話機は4号自動式電話機である．

(c)　A.E.N. の適用について考慮すべき事項

伝送品質尺度を伝送系（電話機も含まれる）の評価および設計に適用しようとする場合，伝送系各部の伝送品質の間に相加性が成立することが必要となる．このような観点から A.E.N. の相加性について吟味してみよう．

(i)　送・受話系の A.E.N. から電話機 A.E.N の算出について[6]　加入者線および電流供給回路を含めた送・受話系 A.E.N. から電話機だけの A.E.N. を誘導しようとして，従来は加入者線の 1,500 cps の減衰量と電流供給損を差引いて，電話機だけの A.E.N. が求められていた．これは3つの部分の A.E.N. がそれぞれ独立でまた相加性が成立しているとの仮定に立脚したものである．しかしながらその後の検討によってこのような算出方法は無意味であることが分った．すなわち受話側加入者線の損失の大きい遠距離通話よりも，近距離通話の方が明りょう度の低下する場合がしばしば生じた．これは受話側の加入者線が短縮されるにしたがって，通話信号レベルの増加よりも電話機の側音平衡がくずれて側音による妨害雑音の増加の方が大きくなり，その結果 S/N が減小して明りょう度を低下させることに起因している．したがって上記のような算出では，A.E.N. 測定に使用する加入者線によって電話機の受話 A.E.N. は変動して無意味なものとなる．

このように送・受話系の A.E.N. から電話機だけの A.E.N. を算出することは不可能で，電話機の評価は対象とされる各種回線構成および雑音条件のもとで通話性能を調べて，総合的な面から判定しなければならない．

(ii)　電話伝送系各部の A.E.N. の相加性[6]　まず電話機の A.E.N. 試験で測定される送話系 A.E.N. と受話系 A.E.N. の和が，商用電話系としての総合 A.E.N. に合致するかどうかについて検討された．この相加性が成立するための条件は C/R 系と R/C 系

と C/C との有効周波数帯域が等しいことであるが，4号電話機程度の特性を有する商用電話機の場合では実験誤差内で相加性の成立を仮定することができる．

電話伝送系を構成する各部の中で加入者線と電話機については（i）項で述べられた．その他の部分の A.E.N. の相加性については詳しい検討を加えなかったが，妨害雑音スペクトルおよび有効伝送帯域がほぼ等しければ，相加性が実用上成立するものと思われる．

(iii) 妨害諸因子の A.E.N. の相加性[(6)] 雑音妨害と通過帯域制限の効果の相加性については，妨害雑音の A.E.N. を測定するときの雑音スペクトルと，帯域制限の A.E.N. を測定するときの雑音スペクトル（雑音の無いときは生理的雑音を対象とする）とが相似である場合だけ，両効果の相加性が成立する．それ以外の場合は非常に誤差が大きくなることがある．

また異種スペクトルをもつ雑音の A.E.N. で表現された妨害効果の相加性については，雑音は受話者の耳でパワー加算されるものとして取扱うので，一般的にはこのような雑音の A.E.N. の間には相加性は成立しないこととなる．一般電話通話では妨害雑音は各種あって，またそのスペクトルも異なるので，従来のように雑音の妨害効果を別個に求めて加算することはできない．

(d) 電話機の新しい評価

C.C.I.T.T. で勧告されている電話系の A.E.N. 試験法は，特定の回線構成だけに意義をもつもので，その結果から異なった回線構成および妨害雑音の状態の伝送品質を推定することはできない．すなわち A.E.N. 測定で優れて定格される電話機が，必ずしも現実の回線で使った場合に優れているとはいえない．

このため新形電話機の設計ならびに通話性能の評価には，対象とされる回線構成および妨害雑音を含めて総合的な面から判定を下す方法がとられた．電話通話に対する基本的な解析の結果，明りょう度の悪くなる接続条件は，つぎの条件であることが分った．

送話側加入者線：線路減衰量・電流供給損が最大となる条件．

中継線：線路減衰量が最大でかつ加入者線とのインピーダンス不整合の大となるケーブルが使用されるとき．

受話側加入者線：線路減衰量の大となる遠距離および側音平衡のくずれる近距離のとき．

このような最悪通話を吟味する接続条件について妨害諸雑音および電流供給損を考慮に入れて明りょう度

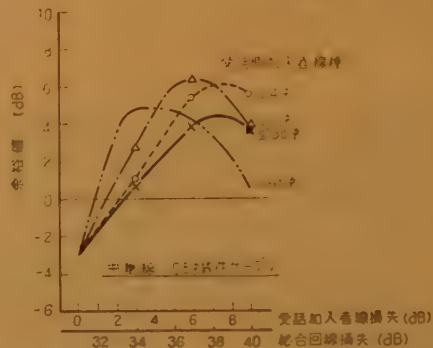
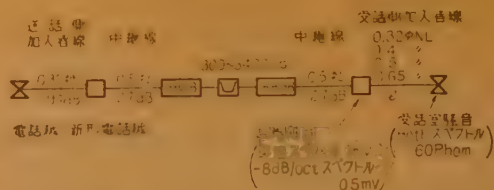



図 5 電話機通話性能の新しい表示

を求め，図5に示されるように受話加入者線損失に対する余裕値の形で通話性能を表現することとした．

余裕値とは，通話サービス面から確保すべき基準明りょう度の値（熟練度1のクルーの単音明りょう度80% がとられた）を決め，任意条件の明りょう度値を基準明りょう度に対する等価減衰量の形で表わしたもので，A.E.N. 的な考え方にもとづいているが，基準のとり方が異なるものである．たとえば余裕値が $+x$ dB とは，その回線状態から x dB だけ線路減衰量を増加すれば基準明りょう度値となることを意味するものである．

また図5の横軸は，対象とされる回線構成の総合損失と受話加入者線損失が二重目盛としてとられており，想定される回線構成が変われば二重目盛の相対関係も変わるものである．

一般に図5のように受話加入者線の線種によって余裕値曲線が異なるが，このような表示によって総合的な面で電話機の通話性能の優劣を比較検討することができる．またこの結果を回線計画に利用しようとするとき，近距離通話も含めてその電話機の特徴をつかむことが容易となる．またサービスの観点から全条件を余裕値 0 dB 以上におさめるためには，余裕値が負で与えられる値だけ中継線損失を短縮すればよいことがただちに分る．

(3) 電話機の客観的測定

電話機の客観的測定が一般に普及したのは比較的新

図 6　電々公社の音響標準装置

しく，戦後可逆則を用いた音響標準[7]が確立されてからのことである．それまでは通話標準の一部としてサーモホン[8]を用いた音響標準があったが，その取扱が大変困難であったため，研究室内で熟練した人達が若干標準用コンデンサ・マイクロホン（WE 394 W）の校正を行なった程度で一般には普及しなかった．そのため電話機の良否は「今日は晴天なり」の通話試験で済まされておった．

戦争中電気音響変換に関する可逆関係が理論的に解明され[9]，戦後これを用いた音響標準が確立されるに至って電話機の品質判定は「今日は晴天なり」からレスポンスの客観的測定に置替わり，電話機性能の欠点は容易に指摘されるようになったので，その品質は飛躍的に向上した．この音響標準の特長は

（イ）　取扱が難かしく，再現性の乏しいサーモホンのような特別の音響機器を必要としない．

（ロ）　校正方法が簡単であり，誰でも，またどこでも再現できる（この方法による校正装置は現在どこの電話機工場にも設置されている）．

さらに標準用マイクロホンとして，安定に動作するチタニウム製コンデンサ・マイクロホン MR-103[10] が実用化されるに至って，電話機の客観的測定はさらに一段と容易になった．たとえば後述の受話器感度の測定はカップラに取付けられた MR-103 で受話器の発生音圧が測定され，送話器感度の測定用として用いられる音源も同じく MR-103 で簡単に校正されるので，客観測定に対する信頼度は一段と増加した．

標準マイクロホンの感度は安定であることが必要であるがこのマイクロホンは組立て後 200°C 数時間熱処理すれば著しく安定化され，それ以後測定誤差範囲内で変わらない．また感度の温度係数は図 8 に示してある．MR-103 を小形にして音場における回折効果を少なくしたマイクロホン MR-104 がある．これらマイクロホンの音圧レスポンスおよび自由音場レスポンスを図 9 および図 10 に示してある．

（向って左より MR-103，校正用カップラ，WE-394 W）

図 7　標準用マイクロホン

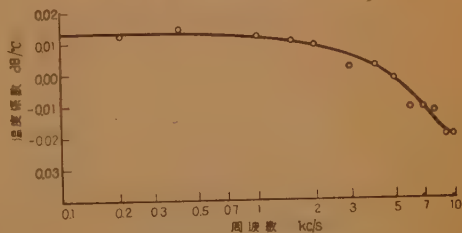



図 8　MR-103 の温度係数

図 9　MR-103 のレスポンス

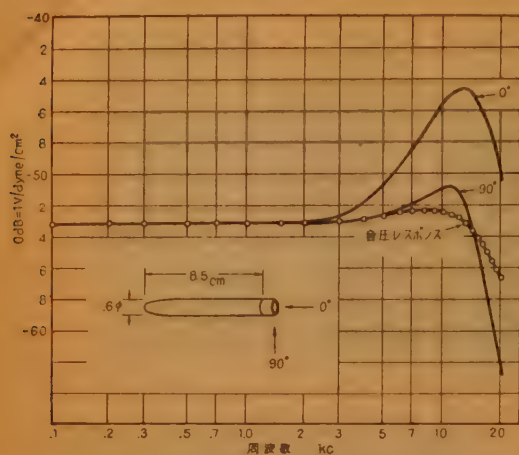



図 10　MR-104 のレスポンス

(a)　電話伝送系のレスポンス測定

音響標準が確立され，音の絶対値が容易に測定できるようになったので，実際の通話状態での伝送特性をつかむことができるようになった．実際の通話では送話者の口と送話器との間の近接音場効果，および受話器と人耳との間の音響的な漏えい効果などが含まれ複雑な特性を呈することとなるが，このようなレスポンスの表示法として正調通話レスポンス (orthotelephonic response 略して OTR) がある．OTR は図 11 のように自由空間で 2 人の対話者が一方の唇から相手の耳軸までの距離 1 m を隔てて，正対しているときの空間伝送特性を基準として，この理想系からの減衰ひずみを与えるもので，L.L. Beranek[11] によってつぎのように定義されている．

$$\mathrm{OTR}=20\log_{10}p_2/p_1 \qquad (1)$$

p_1：通話者が自由空間 1 m の距離を隔てて正対したとき，受話者の鼓膜上に誘起された音圧

p_2：被測定系を通して受話者の鼓膜上に誘起された音圧

図 11　OTR の測定

OTR の測定はプローブチューブ・マイクロホンを使って鼓膜上の音圧を測定する客観的測定法と，ラウドネスを仲介として測定する主観的測定法があるが，この両測定結果の間には若干の差があるとされている．

また一般に電話伝送系の OTR を求めるときは，送話者の代わりに擬似口を使い，伝送系を送話・線路・受話 OTR の 3 部に分けて測定が行なわれる．この場合には受話者の鼓膜上の音圧の代わりに，頭を除いたときの等価な自由音場音圧に着目して次式のように分離される．

$$\mathrm{OTR}=20\log_{10}p_1/p_2=20\log_{10}p_2'/p_1'$$
$$=20\log_{10}e_T/p_1'+20\log_{10}e_R/e_T$$
$$+20\log_{10}p_2'/e_R$$

p_1'：擬似口から 1 m 離れた自由音場音圧

p_2'：受話器によって鼓膜上に生じた音圧と同じラウドネスを誘起するような自由音場音圧

e_T：送話系の出力端の電圧

e_R：受話系の入力端の電圧

上式右辺第 1 項が送話 OTR，第 2 項が線路レスポンス，第 3 項が受話 OTR を示すこととなる．

(b)　送話器・受話器および部品の測定

一般マイクロホンの感度を云々する場合に自由音場の着目点の音圧を基準にするか，マイクロホン振動板に働いている音圧を基準にするかによって音場感度と音圧感度に区別している．送話器の場合は前項で述べた送話 OTR の主旨にもとづいて，図 12 に示すように擬似口から 1 m 離れた点の自由音場音圧を基準にとり，送話器を擬似口の口元から数 cm のところに置いたときの送話器の電気的出力をもって送話器感度と定義する場合もある．しかしこれにはつぎのような難点がある．擬似口と送話器間で形成されている音場はい

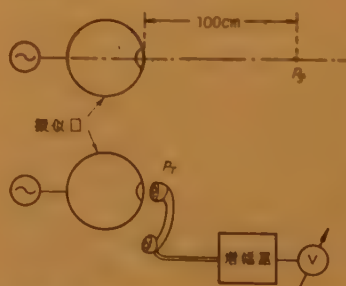



図 12　擬似口による送話器感度の測定

図 13　擬似口（直径 20 cm）

わゆる近接音場であり，送話器に働いている音圧 p_T は擬似口の形状・材質および送話器の形状に影響され，また距離が短いため両機器の音響中心の影響が顕著となる．しかるに，このような近接音場に関する解析はまだ完成されておらず，そのため擬似口の国際的統一が急がれている現状である．電々公社電気通信研究所では現在図13に示すような，直径 20 cm の剛球の一端に直径 5 cm の球状振動板を挿入したものを擬似口として使用しているが，これはモデルとして最も単純であり再現性を特に尊重したものである．その音場レスポンスは図14に示してある．

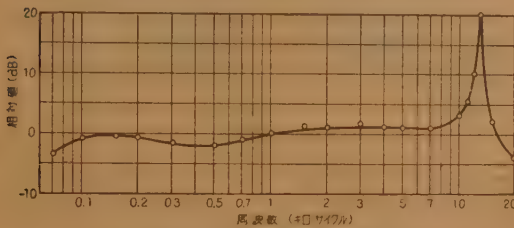



図 14　擬似口の周波数特性（距離 50 cm における自由音場音圧）

擬似口を用いた送話器感度の測定は，上述のような難点があるので研究室内での測定にとどめ，一般製品の測定には振動板に働いている音圧を基準とした音圧感度を測定し，OTR との関連はあらかじめ研究室内で測定し，これを補正項として音圧感度に加算するような手段がとられている．

図 15　送話器の音圧感度の測定回路

音圧感度の測定は図15に示すように音源と送話器をカップラ（気密室）で結合し，気密室内の音圧を一定（たとえば 10 dyne/cm²）に保ちながら送話器の出力を読めばよく，測定は手軽でしかも再現性に富んでいるので現在どこの工場でも採用されている[12]．また音圧レスポンスは比較的単調であるので品質判定にはより有効でもある．

つぎに受話器感度も送話器感度と同様に音圧をどのように規定するかによって異なる値をとる．受話器を耳にあてたときの鼓膜面上の音圧をとることが理想的であるが，これは，個人差が多いばかりでなくあて方によってもかなり異なる．したがって幾分でもこれに近い単純な形状のカップラをきめておき，この中に生ずる音圧を測定し，実耳に対する差を補正すればよい．米国標準で規定されている[13] ASA-1 形カップラ（図 16）を用いて新形受話器の測定を行なった場合，実耳レスポンスになおすための補正量を図17に示してある．これは数人の平均値である．図に示すように，受話器を耳に押付ける力により異なる．

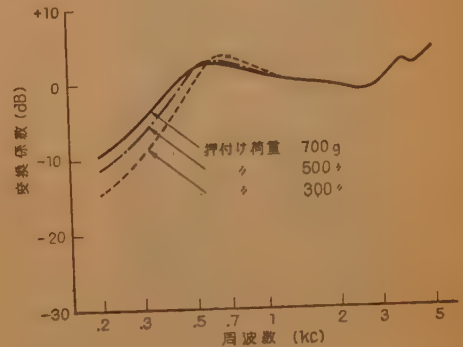



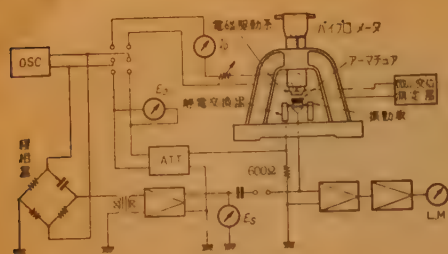
図16　ASA-1 形カップラ

図 17　ASA-1 形カップラレスポンスから実耳レスポンスの変換係数

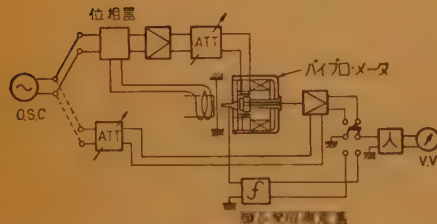
以上電話機を使用する立場から，これを評価することを主体とした測定を述べたが，電話機を製造しその品質を保証するためには，上述の総合特性を測定するより，各部品が設計上要求される値を満足しているかどうかを測定することが重要である．

受話器の場合を例にあげて説明すれば，受話器の感度に関係する量として $k_0^2=A^2/Lm\,\omega_0^2$（A は力係数，L はインダクタンス，m は振動系の実効質量，ω_0 は負スチフネスが働いているときの共振角速度），は動インピーダンス円より求められる．動インピーダンス円は，真空中に受話器を入れたときの自由インピーダンスと液体（たとえば四塩化炭素）中に入れたときの制動インピーダンスの差より求められる．この円より，

$$k_0^2=\frac{D}{XQ}$$

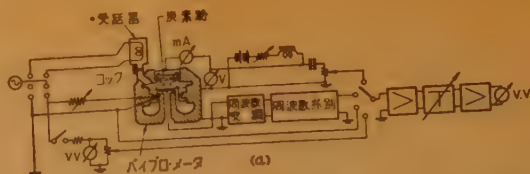
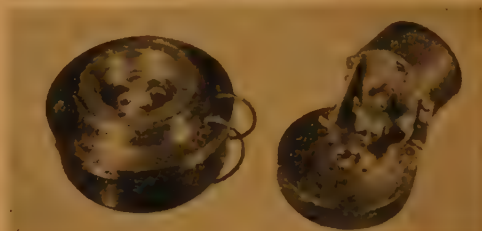
（ただし，D は円の直径，X は共振周波数における制動リアクタンス，Q は機械的 Q）の右辺を測定して求めることができる．さらに部品に関して力係数はバイブロメータを用いて絶対値，位相角，周波数特性を求めることができる．この場合使用するバイブロメ

(a) 力係数測定回路

(b) バイブロメータ

図 18 力係数測定

(a) 振動姿態測定回路

(b) バイブロメータ

図 19 振動姿態測定

ータのスチフネスを特に高くして，受話器直流吸引力による変形がおこらないようにしてある．バイブロメータを用いる測定回路を図 18 (a)，バイブロメータを同図 (b) に示してある.[14] 静電形バイブロメータを用い，電磁駆動力と静電的力の平衡を微小変位測定器で監視すれば，電磁駆動力を求めることができる．振動板に関して，振動姿態を測定すれば，製造上どの部分に欠陥があるかを知ることができる．図 19 (a) は振動姿態測定回路，同図 (b) はバイブロメータである．振動板上任意点の変位と，バイブロメータ先端の変位が等しくなるようにバイブロメータの駆動電流を調整すれば，その値より振動板の変位を求めることができる．各点の変位がわかれば振動姿態が求められる．

(a) 炭素粉感度測定回路

(b) バイブロメータ本体（右炭素室および駆動受話器）

図 20 炭素粉感度測定

送話器において最も重要なものは炭素粉である．炭素粉の電気音響変換能率の測定回路を図 20 (a) に，同図 (b) にバイブロメータを示してある．はじめ受話器より音を発生させ微小変位測定器を校正する．つぎにバイブロメータに電流を流し，変位とそのときの炭素粉の出力電圧を測定すれば炭素粉の感度が求められる[15]．

(4) むすび

以上通話品質の測定，レスポンスの客観的測定，さらに部品の音響常数の測定を述べたが，これらとその相互間に存在する理論的関係とを結びつけることによって，経済的でしかも通話品質に関して充分な電話機を提供することができる．

文献

(1) 施設必携（昭和34年版）：日本電信電話公社施設局，p. 1002.
(2) P.W. Blye, O.H. Cooldge, H.R. Nuntley. : "A recieved trasmission rating plan", B.S.T.J. 34, 3, p 453, (1955)
(3) C.C.I.F. XVII th Plenaly Assembly, Geneva, 4, 4-12, (Oct.1954).

(4) 三浦・山口："日本主通話標準装置"，通研月報，7，p 600，(1954-12).
(5) 山口："通話性能からみた新形電話機の設計指針"，研究実用化報告 (通研)，9，1，p 28，(1960).
(6) 山口："A.E.N. の相加性の検討"，電気音響研究専門委資料，(1958-10).
(7) T. Hayasaka and T. Kobayashi : "Japanese standard method for absolute pressure calibration of microphone"，通研実報，2,(1950).
(8) E.C. Wente : "The thermophone"，Phys. Rev. 19，p 333，(1922).
(9) 早坂・石井："可逆電気音響変成器の順逆動作変換について"，電試彙．8，p 374，(昭 19-07).
(10) 早坂・増沢・鈴木："MR-103 コンデンサマイクロホン"，通研月報，6，p 677，(1953).
(11) L.L. Beranek : "Acoustic measurement"，John Wiley & Sons, Inc.，(1949).
(12)(14) 仲丸・大井："T-4，R-4 感度測定器"，NEC，14，p. 6，(1952)
(13) Acoustical Society of America : "American standard method for the coupler calibration of earphones"，Z' 24.9，(1949).
(14) 新木・島村："電磁駆動系の動特性"，音響学会大会 (1954-10).
(15) 伊藤，山崎："動電駆動静電測定型バイブロメータ" 信学誌 34，p 134 (昭 26-03).

UDC 621.395.3.08

4.3 交換機器の測定*

正員　三川　保
(電気通信研究所)

(1) はしがき

交換機器は，方式的には多数の回線相互の交換接続を，複雑な電磁継電器および機構の組合わせでおこなうもので，技術的には機械的機構を電気的に駆動することにより種々の機能をはたすことを特質としている．このため理論的取扱いが困難で設計，製造，保守などは従来経験的処理の多い部門であった．しかし，こうした交換機械の保守はもちろん，多数の機器が各局に分置され，多数の線路を中介として相互に接続され，選択，接続，信号，通話等の複雑な機能をおこなう性質上各部分の動作特性を定量的に確定するためにも測定の重要性が唱えられてきた．さらに電話の普及に伴う電話網の拡大，市外ダイヤル方式による長距離自動即時の実施等に伴い交換部門に対する測定の意義が重要視されてきた．一方自動交換方式は，ステップバイステップ方式よりクロスバー方式と発達し，制御方式も部分あるいは全共通制御方式に変わり，このため機器の機能分析等に対する測定器の必要性が急増して測定技術は交換機器の研究，調査，設計，製造，保守等の各分野に広く不可欠のものとなっている．ところで従来一般におこなわれてきた測定法(1)(2)(3)としては，人間の五感に依存する点検，簡単な計器類と経験的手段による標準調整および動作の基本特性を一般測定器により調べる特性測定の3つよりなる分析測定と，交換系全体を通じて総合的に接続，切断，通話等の機能を試験する接続試験とがそのおもなものである．これらに関してその概要および新しい交換方式の研究，設計に対して最近研究開発されてきた交換測定部門の現状について紹介し，最後に今後交換測定はどのような方向に進展するだろうかということに少し触れてみたい．

(2) 測定法と測定器

交換機器の測定法は目的に従い，基本測定，応用測定に分類され，方式的には測定原理より計量方式(3)と計数方式(3)に大別される．計量方式とは被測定量を電流，電圧等の物理量に変換し，適切な計器で測定する方式で，計数方式とは被測定量を微小単位量に細分化し，この単位量の総和より結果を求める方式である．また測定結果の表示法より結果をただちに計器に表示する直読法(1)(3)と，被測定量を既知量と比較して測定する零位法(1)(3)と，結果を記録表示する記録法(1)(3)に分類される．

(a) 基本測定

現用の交換機械を構成しているおもな素子は電磁継電機構である．基本測定は，これら電磁継電機構たとえば電磁スイッチ，電磁石，電磁継電器などの動作特性を定量的にもとめるための測定で一般測定法における静特性測定といえる．これは電流系，時間系，イン

* 4.3-Measurement of Switching Apparatus. By Tamotsu Sankawa. Member (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). [資料番号 4838]

パルス系の3部に大別できる[3]．

(i) **電流系 動作電流測定**[1][2][3] 継電器や選択機構など交換機械の主要部をなす電磁継電機構の動作電流あるいは動作に関係ある電流値の測定であり特性上つぎの4つに分類される．**動作電流**：継電機構の動作要因たる電磁石コイルに電流を通じ被制御素子（接極子，接点，ワイパ，度数計の数字車，表示器の表示板等）を完全に動作させるに足る電流値 i_O をいう．1つの継電器で2つ以上の動作をするものは，おのおの別の i_O が規定される．**不動作電流**：電磁石コイルに電流を通じすべての被制御素子が動作を開始しない電流値 i_N をいう．したがって1つの継電器では $i_O>i_N$ である．**保持電流**：継電器にその i_O 以上のある値の電流を通じて動作させておき，その電流を減少した場合動作を継続する電流値 i_H をいう．したがって i_H は最初に通じている電流値によりその大きさを異にする．**復旧電流**：継電器にその i_O 以上のある値の電流を通じて動作させておき，その電流を減少した場合被制御素子が完全に復旧する電流値 i_R をいう．これらの中それぞれの限界点を示す場合，最小動作電流，最大不動作電流，最小保持電流，最大復旧電流などとよぶ．また継電器調度において動作電流測定前コイルに通ずる電流に飽和電流と浸漬電流がある．高感度継電器にはしばしば浸漬電流を指定したものがある．継電器の磁性体が完全な軟鉄で履歴現象を有しなければ浸漬電流の必要はないが，実際には継電器磁路の残留磁気のいかんによって動作電流を異にする．たとえば最小動作電流を測定する場合，あらかじめそのコイルの反対方向の電流を通じて反対方向の残留磁気がある状態にしてから，正方向の動作電流で測定すれば安全な動作電流を得ることができるものである．動作電流測定はこれら電流値の測定である．電磁継電機構のコイルは通常大きなインダクタンス L を有し，またコイルの回路には他の継電機構のコイル，接点，コンデンサ C などを含み，あるいは局内外のケーブル，宅内の電話機など含む複雑なものである．したがって交換機器に組込まれた電磁継電機構の動作時の電流はその回路中の L,C 等による過渡現象を伴い厳密には瞬時の電流値を求めねばならないが通常継電機構を起動させるため回路電流を変化した時，その継電機構が所期の動作を完了した状態における定常電流値をもって動作電流とする．したがって測定原理は適当な測定範囲を有する直流または交流電流計法による．もちろん複雑な過渡現象を伴う動作時の回路電流の精密測定や故障発見にはシンクロ，メモリスコープ等精密な直読法によらねばならぬ．また電流測定上つぎのような注意を必要とする．磁路の残留磁気，機械的変位などに原因して連続的に測定したとき最小 i_O が減少する履歴現象や継電器の動作回路が継電器コイル自身の L と抵抗の他に C や L が混在している場合，あるいはカバおよび近接継電器よりの漏えい磁束の影響などである．表1はおもな電流測定器とその機能概要を示すものである．

表1 おもな電流測定器*

測定器	機能概要
1号継電器試験器	0～11105Ω の範囲で，26個の抵抗，28個の電鍵組合せにより，5Ω ごとの任意値に加減でき，継電器の動作，不動作電流値を抵抗値より間接に測定する．
2号継電器試験器	動作，不動作，保持，復旧，飽和，浸漬等各種電流値の測定可能．電源 48 V (D.C.)．測定電流値範囲 15 mA～300 mA．電流計で指示．
3号継電器試験器	各種動作電流測定機能は2号とほゞ同じ．他に接点法**，直読式の時間測定機能を具備している．電流計指示．
4号継電器試験器	2号の改良形で本測定器類の代表形である．電源 24, 48, 60 (V)，測定電流範囲 3 mA～750 mA．その他保護機能，外部制御，取扱上の改良が加えられている．

その他印字機構によるペンレジスタ，オシログラフ（電磁），さらに過渡現象精密測定用として陰極線オシログラフ，メモリスコープなどが適用される．

* 基本，応用測定器類については文献(3)に詳細が記されてある．** 時間測定の項に記述

(ii) **時間系 動作時間測定**[1][2][3]：継電機構の動作時間とは制御素子回路の開閉より被制御素子の動作または復旧までに要する時間の遅れをいう．被制御素子がワイパまたは度数計の数字車のごとく歩進動作を含む場合特に閉路あるいは開路歩進時間という．継電機構の動作時間はその構造により 1 ms 程度から数secにも及び動作形式も単一動作，歩進動作あるいは動作保持等の種類があり，さらに目的に従い測定器の精度や使用条件に対する要求が異なるため測定法の種類は極めて多い．まず供試品の構造より接点の媒介によって動作時間を測定する接点法と接点の媒介によらない定時間開閉法の2種がある．接点法は一般の電磁継電器のごとく制御素子たる電磁石回路の開閉により被制御素子たる接極子が動作または復旧して接点を開閉する機構に対して，動作復旧時間の測定に適する方法である．定時間開閉法は供試継電器の動作回路を一定時間閉路または開路し，接点，ワイパ等の被制御素子

表 2　おもな時間測定器

測定法		測定原理	測定器	機能概要
接点法	直読法	コンデンサの充放電による．	ミリセカンド計	従来の代表形．接点の開閉時間の測定．測定範囲 1 ms 単位で 1500 ms まで．電源 48 V (D.C.)
			V-1 号時間測定器	音声周波市外ダイヤル方式の諸装置の時間特性測定用．測定時間範囲 100, 200, 500, 1000, 2000 ms の 5 段切替．電源 48, 60 V (D.C.)
		不変電流による．	3 号継電器試験器	
		既知速度回転機構による．	サイクルカウンタ	
			遅緩復旧継電器試験機	A 形交換機セレクタ，コネクタ，レピータ等の B 継電器遅緩復旧時間測定．誤差が大きい欠点あり．
	零位法	コンデンサ充放電による，ホイートストンブリッジの原理．	微小時間測定ブリッジ	目盛較正の要なし．測定に時間を要する．
接点法と電位法	直読法	量子化計数方式	交 30 号時間測定器	現在の代表形．概要は本文に記す．
定時間開閉法		コンデンサ充放電による．	V-1 号定時間開閉器	音声周波市外ダイヤル方式諸装置用．×10，×100，×1000 ms 3 段切替で 10〜2990 ms のメーク，ブレークパルスを 10 ms 間隔で発生．電源 24,48,60 V (D.C.)
		量子化計数方式	交 30 号時間測定器	

記録法としてインパルスあるいはトラヒック測定器と共通のものが大部分であるので，それらの項で後述．
なお精密測定には陰極線オシログラフの適用は当然である．

の動作または復旧を目撃等適宜の方法で検測し，この時間を順次増加または減少して動作復旧時間を求める方法で供試品の接点の媒介を要しない．したがって 2 運動機構，度数計等のごとく接点の媒介の得られないものや接点が実際回路に接続されてるため利用困難なとき，および接点回路を切ることにより回路状態に変化を起こすような場合に適する方法である．表 2 はおもな測定器である．表中代表的な交 30 号時間測定器について概要を述べる．**交 30 号時間測定器**[3]：本器は水晶発振器による 10 kc/s 基本パルスを 5 本のダブルパルス形デカトロンで計数することにより 0.1 ms より 10 sec までの時間測定を 0.1 ms 間隔で，また

図 1　交 30 号時間測定器原理図

図 2　交 30 号時間測定器外観図

1 ms より 10 sec までの定時間開閉を 1 ms 間隔でおこなうもので接点法，定時間開閉法いずれにも使用できる量子化計数方式の測定器である．時間測定の入力条件として被測定時間々隔の始めと終りを 10 V 以上の正負いずれかの電位変化で指定しさえすればよいような電位法[3]を採用したことが特徴である．すなわち入力端子を地気より直流的に浮かせ被測定物の直流電位による制限をうけない方式である．これは従来の単なる接点法による欠点を救うもので遊び接点，布線取外しなどの要がなく実際の動作中における現象の計測を可能としている．さらにタイムマーカと称し，1 ms, 10 ms, 100 ms, 1 sec, 10 sec ごとに周期の 1/10 時間

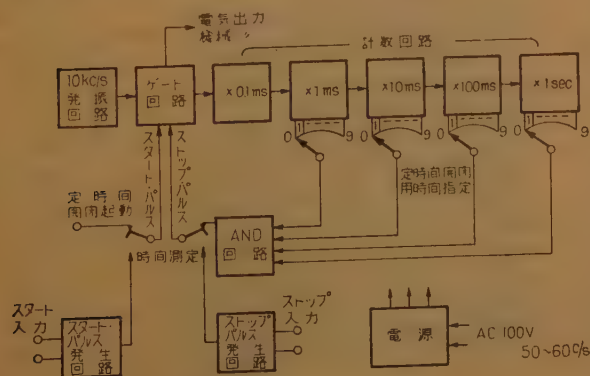



表 3　おもなインパルス測定器

測定法および原理	測定器	機能概要
記録法	電磁オシログラフ	精密波形測定．取扱いが面倒である．
	電磁シュライバ（衡流記録機）	一般の電流（電圧）自記録計をインパルス用に高速化したもの．速度測定用として便利．メーク率測定には不適．
	放電破壊形インパルス記録器（調 24 号ダイヤル試験機）	模写電信用放電破壊紙をガバナ付交流電動機で一定速度で回転させ，紙上に記録針を通し，断続された電圧を与え，放電破壊で渦巻形に記録．最小 1 ms まで読みとれる．測定に手数がかゝること，被測定回路条件等の欠点あり．
電流計法：平均インパルスの状態を電流に変換し電流計で直読	ダイヤル速度計	自動局試験台用
	交 30 号インパルス送出器	現在の代表形．インパルス測定と共に応用測定における交換機器の対インパルス特性測定のためのインパルス送出機能を具備する．概要を本文に示す．
	交 30 号インパルス制御器	交 30 号インパルス送出器の全機能に，さらに最大 8 数字までのインパルス列送出機能を具備したもの．

その他速度測定として既知回転速度機構によるもの，積算法によるものなどがあるが，原理的に十分なものでない．

幅をもつ波高値約 20 V の矩形波パルスを任意に 1 種類選択送出する機能をもちシンクロ等の時間較正などに利用され時間測定の標準形となっている．図 1 は動作原理を示すもので図 2 は外観図である．

(iii)　インパルス系　インパルス測定[1][3]：交換機械の動作は極めて複雑であるが基本的には自由選択動作，インパルス伝送動作，接続制御動作に大別できる．この中のインパルス伝送動作とはセレクタ，コネクタあるいはレピータのように前位装置からのインパルスを受けて，出中継線または入中継線の選択動作を行なったり，あるいはインパルスを次位装置へ中継送出したりすることを言う．すなわち，このインパルス伝送動作は自動交換機の大部分の機器が関与し，かつ一連の接続において多数の機器が同時に関与するものであるから，その動作の可否がただちに交換接続良否の程度を左右することになり，極めて重要な要素となる．

交換機械におけるインパルス伝送は種々の目的に使用されるが，それらの中最も重要なものはセレクタ，コネクタ等の数字選択動作をおこなう機器の操作のため，一定の速度および断続率で電流を断続する動作である．そして数字選択をつかさどるインパルス特性は，断続速度，断続率，インパルス列間隔（ダイヤルポーズ時間）で定まる．そしてこのインパルス源として大部分ダイヤルが使用される．このダイヤルより発生するインパルス特性が相当広範囲に変動することと伝送途中における断続率のひずみの問題が交換系の接続安定度に関する重要な要素となる．したがってインパルス測定のおもな対象は断続速度，断続率にある．

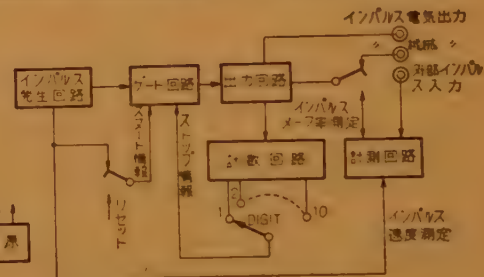



図 3　交 30 号インパルス送出器原理図

表 3 はおもな測定器で，この中代表的な交 30 号インパルス送出器について述べる．

交 30 号インパルス送出器[3]：おもな機能は可変速度範囲 1～30 c/s，可変メーク率 2～98％ のメークおよびブレークインパルスを連続あるいは 1～10 個のディジット（ダイヤル 1 数字相当）のパルスとして送出するもので送出インパルスの速度，メーク率はもちろん外部回路の継電器接点のメーク率（中継ひずみ相当）を測定直読できる．動作原理は図 3 のごとくインパルス発生回路でつくられた 1～30 c/s，2～98％ 特性可変の矩形波電圧でゲート回路を通じて出力用有極継電器を駆動する．ゲート回路はスタート電

図 4　交 30 号インパルス送出器外観図

鍵および計数回路により制御され，一方発生インパルスの速度，メーク率，外部よりのインパルスメーク率計測回路が設けられている．図4は外観図である．

以上はすでに実用化を完了して，公社指定のもとに広く現用されているものである．つぎの応用測定で述べるものは，トラヒック測定器の中の一部を除いて，すべて研究，調査の目的で開発されたものである．

応用測定：時間系，インパルス系などの基本測定にもとづき，交換機械の接続動作過程あるいは実際の接続系全体を通じてみたときの動作特性を定量的に測定分析し，交換機能の満足程度を明らかにする測定である．一般測定法における動特性測定といえる．おもな内容として，動作限界（接続安全度），進行動作解析，動作時間分析といった接続特性に関する問題と，呼量，呼率，呼の性質といったトラヒック上のサービス特性に関する問題がある．

動作限界測定（接続安全度）[(3)(4)(5)(6)]：交換機械のように複雑な機構を電気的に駆動するものの動作は，これを動作させる諸要素の変化に対し一定の限界をもつ．これをその機器の動作限界と定義する．交換機能を規定する要素としては電源電圧，前位あるいは後位に接続さるべき中継線の特性，インパルス速度とメーク率および最小インパルス列間隔，室内温湿度などが考えられる．一般に動作限界の問題になるのはインパルスによって動作し，さらにこれを中継する選択接続過程なので，交換機器ではインパルス特性の変化に対する安全動作の限界を動作限界と考えている．動作限界の測定には，速度，メーク率の可変インパルスを被測定機器に印加し，そのときのインパルス特性に対する機器の動作をしらべる．いま X, Y 軸に速度，メーク率をとり，おのおのの任意の値 $(X_i Y_i)$ なるインパルスに対する動作の正否をプロットしてゆけばその機器の動作限界は求まる．このためには速度，メーク率可変のインパルス送出および動作正否判定機能の測定器が必要である．これには従来可変速度の電動機と可変断続率選択可能な機構のカムとの機構的結合による送出機や，ダイヤル機構を変形し簡単な継電器回路を組合せた簡易送出機などがもちいられたが機能，取扱いなどの点で十分とはいえず，これに代わるものとして既述インパルス送出器が実用化された．図5は普通のA形セレクタの動作限界図である．またインパルス特性は伝送線路条件で左右される．この状態を示したのが図6である．動作限界を求めることは，装置の対インパルス動作状態が明らかとなり，また罹障率の算出[(6)]など交換系の接続安全度に関する諸問題の解決に重要な要素となる．これには測定方式上の問題がなお多く残されている．たとえばインパルス速度 S，メーク率 ρ_M はメークおよびブレーク時間 t_m, t_b の便宜上の変換量であり，実際に機器の動作を支配するものは t_m, t_b である．それ故 S と ρ_M は常に同時に問題にすべきであり，S, ρ_M の平均値が適当であっても個々のパルスにばらつきがあっては無意味である．この点でインパルス特性を t_m，t_b で規定する考え方[(7)]が英国で提唱された．図7はこの方式で求めた2000号形セレクタの動作限界図である．ただしこの t_m, t_b の可変値で規定されたインパルス送出器は現在実用化されていない．

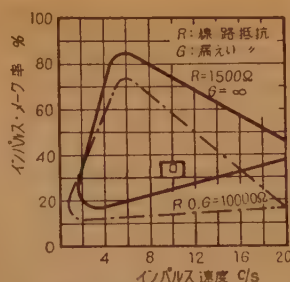



図5　A形セレクタ動作限界図

図6　線路条件による限界の変化

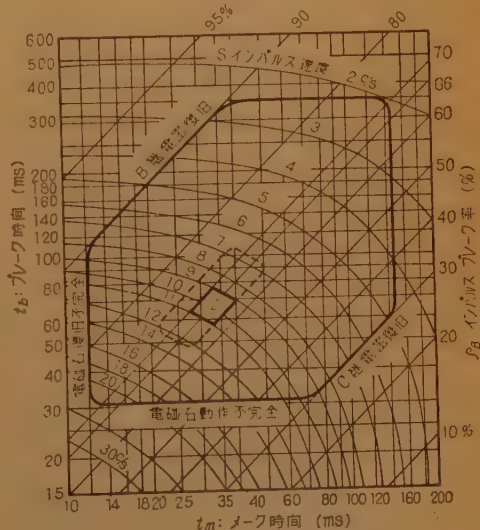



図7　2000号形セレクタ動作限界図

進行動作解析[(3)]：共通制御方式の交換系における共通制御装置について考えると，これを構成している幾つかの回路要素がある情報に対して互いに関連した複

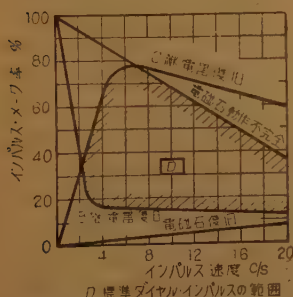



表 4 進行動作解析概要

解析要素	測定器	機能概要
生起順位	交32号情報分析器	① 4情報 A,B,C,D を均一な電気的特性に統一する． ② A,B,C,D の特性は機械的断続現象あるいは地気に対し ±20 V 以上の電圧変化． ③ 4情報は一般に無作為生起現象とし，その生起順位を放電管点滅機構で直読式に識別表示する． ④ 4情報は，順位の識別された再生可能信号として一定波高値の負の電圧パルスに変換され，順位規定出力端子 No. 1,2,3,4 に出力として分配される． ⑤ 4情報は，独立した単一現象の場合を一般形とするが（Unit 情報）繰返し現象の場合にも適応できる（N 情報）． ⑥ 真空管，放電管構成で電源は交流 100±10 V，50〜60 c/s
時間的関係	交31号進行動作解析器	① 2つの信号の間の時間々隔を直読式で計測． ② 2つの信号を st_n, sp_n であらわすとき，両者の特性は約 20 V 以上の負パルス． ③ 計測時間は 10 kc/s の水晶発振器による基準周波 0.1 ms の計数方式で 0.1 ms〜999.9 ms の範囲． ④ 表示は 10 進法デカトロン点弧位置の直読方式． ⑤ 以上の機能単位3組を同一構成体に組込んであるので，同時に3つの時間々隔の測定が別個に可能． ⑥ st_n, sp_n の繰返し現象に対してはその累積時間が計測． ⑦ 真空管，デカトロン構成で電源は交流 100±10 V．50〜60 c/s

雑な動作を比較的短時間におこないながら，それぞれの機能を果たすために動作が進行してゆく．この進行過程を定量的に把握解析することは，装置の設計上はもちろん広く交換方式上より重要な問題である．これは交換機械の実際の動作の流れを解析する問題である．交換系における進行動作解析の基本問題は，起動点の時刻的位置（Time Position）を識別し，かつ生起順位相互の時間々隔（Time Interval）を測定することである．この目的に表4の測定器がもちいられる．図8は両測定器を組合わせた測定の一般例である．表5はダイヤルインパルスの第1，第2ブレーク時間とその相互を関係づける第1メーク時間の状態を実測した例である．2ダイヤルとは数字2をダイヤルしたときで 5,0 は同様の意味である．測定値は25回試行の平均値を示す．なおこの目的には放電破壊記録紙形の測定法も適用できるが，精度の点で複雑な解析はできない．

図 8 進行動作解析例

表 5 ダイヤルインパルス特性測定例

回数＼特性＼種類	2ダイヤル			5ダイヤル			0ダイヤル		
	t_{b_1}	t_{m_1}	t_{b_2}	t_{b_1}	t_{m_1}	t_{b_2}	t_{b_1}	t_{m_1}	t_{b_2}
25	62.36	35.92	61.82	61.26	35.72	62.98	59.45	34.74	61.75

t_b：ブレーク時間，t_m：メーク時間，測定単位 ms

動作時間分析[3]：無作為に生起する現象を確率論的に処理することを特徴とする交換機能の各種動作時間特性を統計的に考察するための分析法である．共通制御方式交換系でマーカ，センダなどの共通制御装置の保留時間の分布，共通装置接続までの待合時間の分布，市外回線に発生する時々断の継続時間の分布，選択信号の中継ひずみの分布などを分析する方法である．これには交32号動作時間分析器がもちいられる．おもな機能は，① 被分析対象の動作時間々隔を 10 kc/s 水晶発振器よりの基準周波の計数方式で計測する．② 計測された時間々隔は別に設けられた基準時間 T_U ごとの分析群と計測終了時ただちに比較され対応する分析群の中の1つに選ばれ登算される．③ T_U は1

ms, 10 ms, 100 ms, 1 sec の4種選択可能で分解能時間 T_O の 10 倍である．分析群は 10 群よりなり，分析の起点 T_C は2数字まで選べるので分析時間範囲は極めて広く高精度が得られる．④ 結果は頻度分布と累積分布のいずれでも得られる．⑤ 結果表示はデカトロン点弧陰極位置による直読方式である．⑥ 入力条件は機械接点開閉，地気に対する電位変化，磁気録音テープに記憶された結果を別に用意された電圧再生装置で再生した電圧尖頭波のいずれでもよい．図9は総合動作原理図で，図 10 は外観図である．また図 11 は4号電話機を0ダイヤルしたときのダイヤルインパルス特性の分析例である．なおこの分析方式はトラヒック測定の呼量分析に共通する問題であり，本装置の機能をさらに拡張し多トラック磁気録音テープに多周波で記憶させた測定結果を再生分析する改良された全トランジスタ制御方式の装置が通研で研究された．

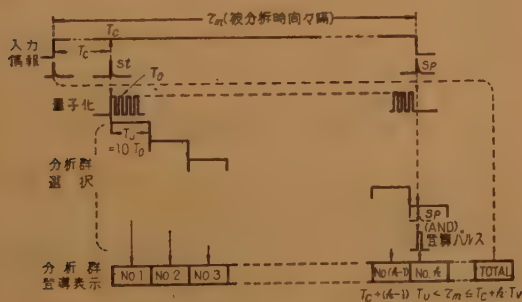



図 9　動作時間分析器総合動作原理図

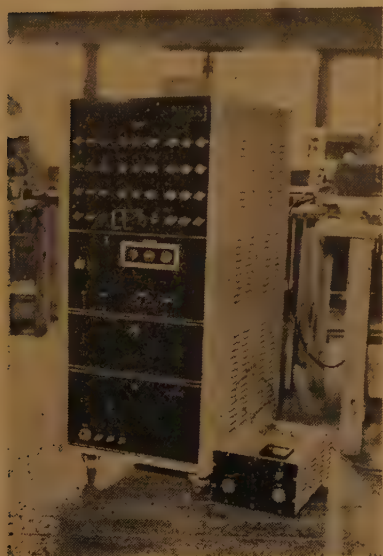



図 10　交 32 号動作時間分析器外観図

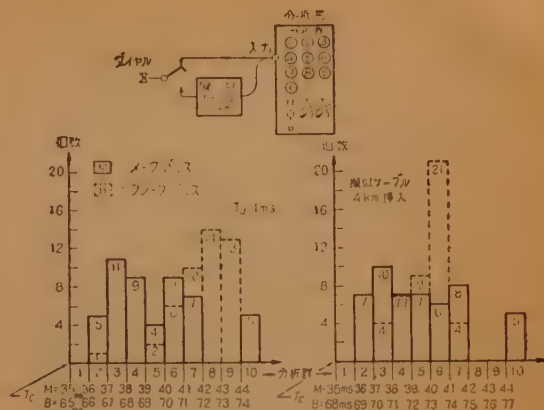



図 11　ダイヤルパルス特性分析例

トラヒック測定(4)(8)(9)(10)(11)：応用測定の一部と考えられる性質のものであるが，交換機は与えられたトラヒックを迅速正確かつ経済的に運ぶのが本来の目的なので，交換機能および機器の動作特性を測定の対象とする部門と併行して，ともに研究しなければならない．これには擬似呼あるいは試験呼を測定の対象にする場合と，サービス上の実際の呼を対象にする場合とがある．また測定に関する特性上の対象として呼量，呼率および加入者による呼の性質などがある．なおこのトラヒックに関してはこの他種々問題が多いが，ここでは現在までに取上げられている呼量と呼の性質に対しての測定概要について述べることにする．

これらの諸量は，いずれにしても呼が機器を捕捉し保留する状態を定量化する問題で交換機の呼損率の推定，交換機器の能率および機器の機能の把握さらに機器が必要なサービス基準にあるか否かを判断し，その判断にもとづき交換網の最適設定，交換機器設備数の基準，機能条件の設計基準等を確立して交換機能を最高度に発揮せしめるのがこの測定の目的である．呼量測定には原理的に3つの方法がある．① **呼数と保留時間による法**：走査時間中にその回線群によって運ばれた呼の総数と 100 秒単位の呼当り平均保留時間との積を時間単位の走査時間長で除した 100 秒呼単位の値でその群の負荷の推定値とする法．② **連続法**：各回線の使用状態を積算電流計を流れる電流の一定量の増加で表示する．この時の瞬時電流値は同時接続呼数に比例するから電流の総和を示す電流計を 100 秒呼またはアーラン時を直接指示するよう目盛って測定する法．③ **同時動作法**：“運ばれる呼量（アーラン）は中継線の平均同時接続数に等しい”(11)という原理より一定時間々隔で回線群を走査し使用中の回線数を数

え，この話中中継線の総計を走査回数で除しその平均同時接続数を求め，これをアーランを単位としたその群の負荷の推定値とする法．表6はこれらの原理にもとづいた測定器類の代表的なものを示す．つぎに加入者習性による呼の性質が問題となってきたのは，共通制御方式におけるダイヤルパルス受信蓄積機能に対してである．すなわち受信蓄積機能をもつレジスタは加入者によって捕促されると中継方式上より定まる一定の数字を受信し終るまでは他の加入者よりの使用はできない．すなわち加入者のダイヤルし方によってレジスタの保留時間は左右され，したがってレジスタの設備数，さらに永久捕促か捕促後時限強制復旧による能率向上化をはかるか，あるいは蓄積と送出機能を分離するか併合するかという方式上の問題などに関係し重要となってくる．これに対して種々検討研究がおこなわれたが，さし当ってダイヤルのポーズ時間の分布を測定することにより，この問題を解決する1つの手がかりを得られることがわかった．そしてこのための測定に調33号ダイヤルポーズ測定装置がもちいられている．これは電話交換の最適運用状態を確保するためおこなわれている電話監査機構の集中監査装置と組合わせて使用する装置で，おもな機能は，① 受話器を上げてからダイヤル開始までの時間および各ダイヤルポーズ時間を測定記録する．また，② 最大9数字までの被呼ダイヤル番号，③ 発信加入者位置として監査台，分局，群ユニットの各番号，④ 単独，公衆，共同，代表の別，⑤ 呼の番号種類別，⑥ ダイヤル途中放棄位置，⑦ 測定日時などを記録し，これら情報はパーフォレータ穿孔印字され IBM 会計組織を利用して分類集計されるものである．

表6　おもなトラヒック測定器

測定器	機能概要
A(H) 1号発着信呼数分析器	加入者の発着信度数およびその保留時間を測定．度数計表示容量 10 回線
同時動作数測定器	A形スイッチ段階の同時動作数測定．p 線に接続したランプの点滅を写真に撮影．容量 120 回線
2号A保留時分記録機	A,H 形交換機の保留時間の記録．放電破壊記録紙の繰出し速度 3 cm，12 cm/min より換算，20 回線
H形呼量計	H形スイッチの延動作時間を電流値として積算電流計で測定．スイッチ数 200 迄
交31号動作時間記録器	原理は2号Aと同じ．放電破壊記録紙の繰出し速度 2 mm，30 mm，500 mm/sec 精度 1 ms．20 素子．
交35号トラヒック監視装置	クロスバー中継交換機における出入トランク類の使用状況を電子的に走査しその結果をネオン表示管で表示する．情報処理はトランジスタ回路による．40 回線，2方面で1接合装置を形成し，接合装置のみ増設方式をとる．自動記録も可能．
C形トランク，レジスタ呼量測定機	走査方式による同時動作法で，クロスバー交換機のトランク，レジスタの呼量を測定する．度数計表示．

旧来のものも幾つかあるが余り使用されていない．最近は磁気テープ録音方式で一旦情報を蓄積しこれを時間特性に応じて分析し，呼量の分布を解析する方向に研究は進められている．なお時間記録方式はインパルス系，時間系の基本測定部門にも当然適応される．

以上トラヒック測定に関しては，基礎をサービスという問題におき，測定法としては交換系のモデル近似を理論的に解明しそのモデルに対しての擬似呼による現象解析法と，実際の交換系に対しての試験呼またはサービス呼による現象解析法とがあるのではないかと考えられる．現在の大きな研究問題である．なおトラヒックと関連して新しく電話局が自動開局する場合の交換系接続試験の問題がある．これには多数同時呼発信試験等の試験呼発生装置が最近用いられ試験の能率向上がはかられているが，これら交換系に対する測定上の考え方等については今後に残された問題が多い．

（3）　将来の交換測定

自動電話交換は，ステップバイステップ方式からクロスバー方式へ，そして動作制御も部分共通制御あるいは全共通制御に発展し，制御機能上は現在の電磁機構式より将来は電子式にまで進展しようとしている．ところでこれらを交換測定の面より考えると，まず構成上より部品，回路等に関しては部品の発展に伴う測定器類がそのまま適用され測定法もそれに準ずる．また交換機能の特徴は電話利用者，交換扱者および保守者等人的要素と使用部品，回路動作等の複合した複雑なはたらきの最適組合せによって決定されるものであることより考えて，交換系に対してもステップバイステップ，クロスバー，電子などを問わず測定法としては共通したものとして体系化して考えることができるはずである．すなわち交換測定は，本文にも述べたごとく，① 静特性測定に対応する各構成素子を対象とした基本測定と，動特性測定に対応するところの交換系に対する実際の動作機能を分析する応用測定とを考えるべきであろう．② さらに応用測定では，実際の機器を対象とし，これに対する試験呼またはサービス呼との動作特性上の関係を定量的に分析する測定法と，各種交換方式にもとづく交換系のモデルに対する擬似呼との動作特性上の関係を擬似実験より解析し，

実際の交換系における交換機能を推定する測定法が考えられる．前者は特に施設，運用，保守等の管理面で，後者はおもに新しい技術の研究開発の面で．もっとも交換系のモデルに対する実際との近似性は理論的

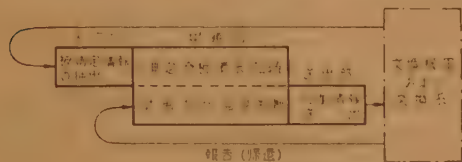



図 12　交換計測機能方式図

に充分究明されねばならぬ．③ つぎに測定機能上より見ると，図12に示すごとく，被測定情報の抽出機能と，これを測定，分析，記録する共通機能よりなる情報抽出測定機能と，必要情報をプログラミングしてこれをセットし，さらに印加された情報に対する被測定機器の動作状態の適否に関する応答を帰還してこれを受信し，その判断をおこなう共通機能と，このセットされた情報を被測定機器に印加する送出機能とを具備した情報送出測定機能に分類される．そして交換測定機能の最も特徴とするところは，交換機器よりの情報の抽出および交換機器に対する情報の送出印加に関する機能であって，実際の交換機器の動作に対する影響の最も大きな点である．したがって測定機能の重点もここに置かれるだろう．なお共通機能の部分には当然一般測定技術の最も合理的な適用が考えられるべきである．④ また測定器としては，現場保守，調査，研究等の使用基準を確立することによりその最適使用条件を決定すること，それに伴う測定機能の単位化，そして当然自動化による測定の高能率化が問題として重要となってくる．⑤ さらに交換測定に対し期待される効果は，交換機器の設計，製造，機器設備数の算出，機器の使用能率等の各分野より総合的サービスに至る交換系全般に対して機能上の定量的評価の基準を確立する上に重要な要素となってくる．以上の諸点を考えるとき，今後この部門の測定に関する研究は，単に測定精度を上げるとか，自動化による測定能率の向上といった単一条件のみでなく交換系を総合的に見た上での交換計測の研究として極めて重要で，同時に問題の多いことが予想される．

文　　献

交換測定一般

(1) 米沢：“交換機械測定法”，逓信省工務局(昭17-12).

(2) 尾佐竹：“有線通信測定”，高周波計測全書第2巻，コロナ社（昭 30-12).

(3) 米沢，三川：“交換機械測定法および測定器”，実用通信工学叢書，通信学会（昭 34-05).

接続安全度関係

(4) 小島：“自動電話交換機械概論”，科学新興社(昭23).

(5) 岡田，木荘：“自動電話交換機用選択機の動作範囲に就いて”，電試彙報 105 号（昭 11-06).

(6) 広田：“ダイヤルインパルスの伝送”，実用通信工学叢書，通信学会（昭 34-03).

(7) J. Atkinson : “Telephony”, Vol. II. Pitman.

トラヒック関係　理論に関する論文は非常に多い．たとえば

(8) 海外論文翻訳“トラヒック理論”通信学会

特に本文に関係ある測定に関しては

(9) R.I. Wilkinson : “The reliablity of holding time measurements”, B.S.T.J. **20**, (Oct. 1941).

(10) W.S. Hagward, Jr : “The reliability of telephone traffic load measurement by switch counts”, B.S.T.J. **31**, 2. (March 1952).

(11) 辻：“電話トラヒック理論とその応用”，実用通信工学叢書，通信学会

UDC 621.3.018.756.08
621.394.11 : 621.317.34

4.4 符号伝送の測定*

正員 岸上利秋　正員 南　敏
(電気通信研究所)

(1) はしがき

符号伝送は近年事務機械化や I.D.P. システムの発達によりその重要性が再認識され，電話，電信についで第三の通信だと呼ばれるようになって来た．将来事務機械化や I.D.P. システムの中に電子計算機が導入されデータの処理能力が高くなると，ますます広い地域から多量のデータを集め，高速度で符号伝送することが重要になる．

* 4.4-Measurement of Data Transmission. By TOSHIAKI KISHIGAMI and TOSHI MINAMI, Members (Electrical Communication Laboratory, Tokyo.)
[資料番号 4839]

符号伝送の技術は通信の極く初期の頃からあった．モールスが行なった電信そのものの中にすでに符号伝送の技術がある．それが弁証法的な発展過程を径て今日再びその重要性が認識されていることは興味深いものがある．符号伝送の技術は従来電信伝送という形で，波形伝送の理論と結びついて発展して来た．したがって符号伝送の測定技術の根本は電信伝送のそれと同じであるのが多い．電信伝送と異なる点は電信の延長としてではなく，いわゆるエレクトロニクスの技術と結びついているために，より高品質で，より高速度であることが要求される．したがって符号伝送の測定もこの観点から再検討する必要がある．

以上の見地から本文で述べる測定技術は主として高速度の符号伝送（帯域として電話1チャネルを使用する）について述べるが，従来の電信についても特に高品質であらねばならないという見地から，新しい技術を使って開発された測定器についても大略を述べる．

最後に C.C.I.T.T.（国際電信電話諮問委員会）でも第 43 作業部会を新設し，ここで電信とは別にデータトランスミッションの問題を取り上げ第1回会合が行なわれた．この席上でも測定のことが討議され試案が出されたので，重要な点のみを拾って大略を説明する．

（2）　伝送路特性の測定

電話回線特性のパラメータとして従来から周波数特性，雑音特性が用いられているが，電話回線を符号伝送用として使用するときは符号伝送特性（誤り率，符号ひずみ等）との関連のためにおのずから異なった見地から伝送路を見直す必要がある．符号伝送特性は，符号の通信速度で変わるものであるが，その他につぎに示す伝送路の特性によって影響を受ける．

① 伝送路の周波数特性（振幅特性並びに位相特性）

② 伝送路の時々断（急激なレベル変動を含む）

③ 雑音

① の振幅特性は従来からよく測定されているので省略し，以下順次に説明する．

(a)　位相ひずみの測定

符号伝送は波形伝送そのものであるので，当然音声通信の場合と異なって位相特性が重要になる．いま入力信号の波形を $G(t)$ とすれば

$$G(t)=\frac{1}{\pi}\int_0^\infty S(\omega)\cos[\omega t+\varphi(\omega)]d\omega$$

であり，これを $T(\omega)e^{j\theta(\omega)}$ なる特性を持つ回線で伝送するとその出力 $I(t)$ は

$$I(t)=\frac{1}{\pi}\int_0^\infty T(\omega)S(\omega)\cdot\cos[\omega t+\varphi(\omega)-\theta(\omega)]d\omega$$

となり位相特性は振幅に対して cos の関係で影響を与える．位相特性の ω に対する第一次微係数 $d\theta/d\omega$ がいわゆる群伝ぱん時間であり，位相ひずみは帯域内における最小の群伝ぱん時間を基準としてこれからの偏差でもって表示される．上式より判るように $\theta(\omega)$ が ω に対して直線的に変化するときは波形にひずみは起こらない．したがって符号伝送において波形にひずみを引き起こさせるのは群伝ぱん時間そのものでなくて偏差である．

実際の測定上の問題として $d\theta/d\omega$ を直接測定することはむずかしい．それで測定しようとする角周波数 ω の両側に $\pm\Delta\omega/2$ だけ離れた二つの周波数をとり，その間の位相差 θ を測定し $\Delta\theta/\Delta\omega$ をもって $d\theta/d\omega$ に代えている．群伝ぱん時間は $\tau=\Delta\theta/\Delta\omega$ であるから ω を $\Delta\omega/2$ で変調したときの包絡線波形の移相量を測定することにより τ が測定できる．この移相量を測定するために基準位相を必要とするが，これを得る方法として

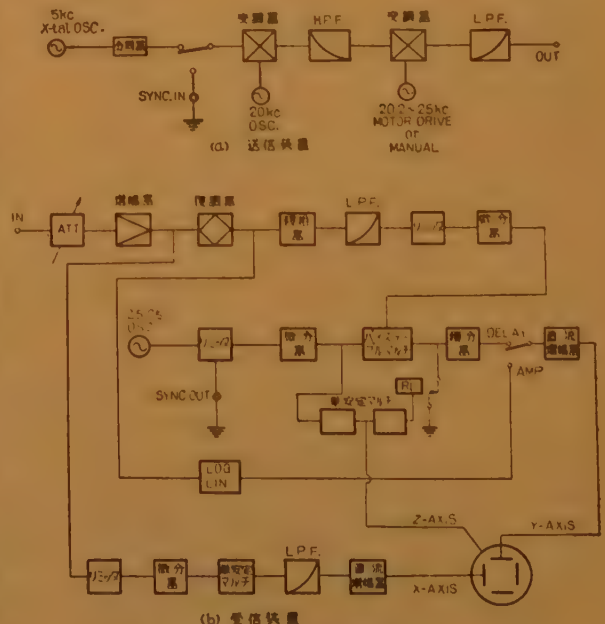



図1　群伝ぱん時間直視装置ブロック図

① 2回線用いる方法，② ループ回線として測定する方法，③ 基準および測定周波数を混合して送り受信側で分離する方法，④ 時間的に基準および測定周波数を切換える方法，⑤ 独立発信器を送受両側に置く方法等がある．つぎに測定器について2例述べる．

(i) 群伝ぱん時間直視装置　図1は群伝ぱん時間直視装置のブロック図で，独立同期方式を用いている．送信側からは 200 c/s～5 kc/s のキャリヤを 25 c/s で変調して伝送路に送り出している．受信側では受信波形の包絡線の位相差を図2に示す操作で電圧に変換しブラウン管の Y 軸を駆動している．目盛はフル・スケール（±3 cm）に対し 300,750,1500,3000 μs が切換になり精度は ±50 μs，周波数掃引速度はフルスケールを 3,6 秒および手動の切換になっている．

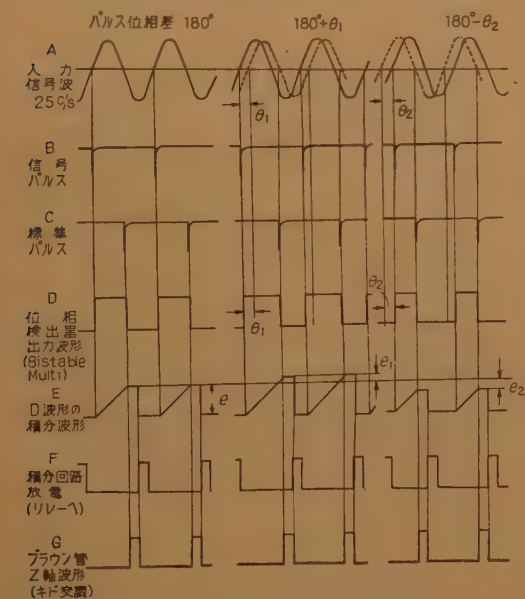



図2　位相差→電圧変換回路の波形

(ii) 高精度群伝ぱん時間測定器 [2]　(i) より精度の高い測定器として各周波数ごとに位相量を測定する方式がある．これは図3に示すように，低いしゃ断周波数 f_c の分波器の低い帯域内にある f_r を基準にし高域帯域内の f_1～f_2 の間の相対群伝ぱん時間を測

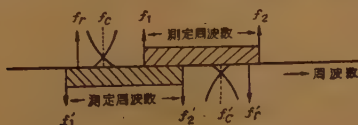



図3　1方向1線式測定原理

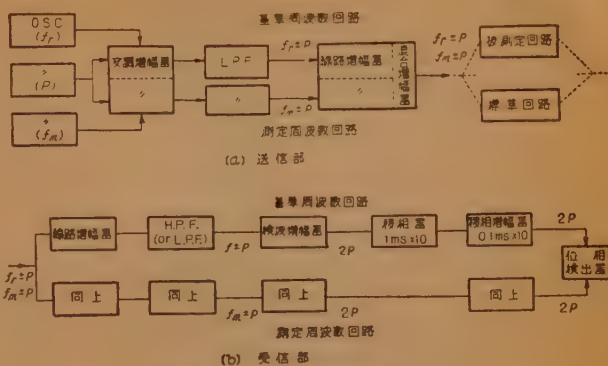



図4　位相ひずみ測定器ブロック図

定し，つぎに高いしゃ断周波数 f_c' の分波器を用いて基準周波数と測定周波数帯域を入れかえて f_1'～f_2' の間の相対群伝ぱん時間を測定して全帯域のデータを得ている．図4にそのブロック図を示す．送信側では基準周波数 f_r，測定周波数 f_m の出力をリング変調器で 25 c/s を変調し，ろ波器，線路増幅器，混合増幅器を径て伝送路へ送り出す．受信側では分波器により基準並びに測定周波数を分離し，それぞれ全波整流して検波し 50 c/s の信号周波数を得てから移相器を通し，リング変調器を用いて 90° の位相差を検出している．搬送波抑圧方式と全波整流を用いることにより測定精度を上げている．測定周波数範囲 300 c/s～10 kc/s 精度 ±10 μs である．

なお，わが国の代表的な電話回線の測定例を図4に示す．

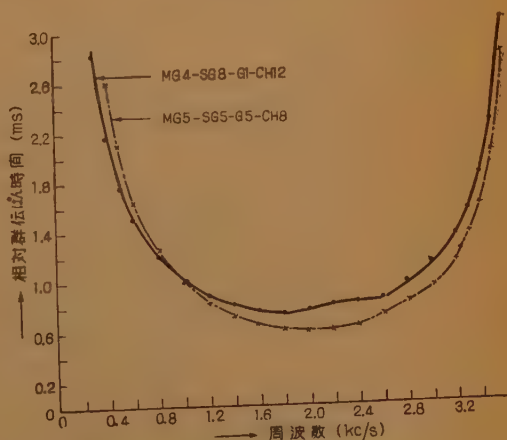



図5　標準電話回線の群伝ぱん時間特性
（12 Mc 同軸伝送方式・高崎～熊谷）

(b) 時々断の測定

時々断とは回線が瞬間的に切断された状態になるこ

とを指し，瞬断とも呼ぶ．この原因としては伝送路の点検等による切換や誤操作，振動，接触不良等がある．電話では多少の時々断は通話品質にほとんど影響を与えないが，符号伝送では誤りの原因となる．符号伝送に与える影響を調べるには時々断の発生時刻，継続時間，間隔を知る必要がある．しかしその発生頻度は1回/日～数回/日であるために，その測定がむずかしくなる．

符号伝送特性の誤りの測定もそうであるが，一般的に言って $10^{-4}\sim10^{-6}$ と言った稀有現象を人間の感覚を通して測定することは忍耐と根気を必要とする上に測定誤りの入り込む余地が大きい．したがって稀有現象の観測には自動記録が必要であり，また他方必要なときには直ちにその部分のデータが得られるようにしておかなければならない．このことは測定以外に稀有現象の必要部分を選択する機能を必要とすることを意味する．時々断測定にはこの両者の機能が必要であると共に，さらに後刻の調査に当って一般性を失なわないために素直な形で多くの情報を残すことを考えねばならない．このためにはディジタル的な記録装置が望ましいが，この符号化に当って元の情報が失なわれないよう留意する必要がある．

他方もう一つの留意しなければならない重要なことは監視記録装置自体の信頼度を充分大きくしておくことである．測定系全体の事故率を稀有現象の出現確率よりはるかに少なくしておかないと信頼できる測定結果を得ることはできない．

この種の測定は通常ある測定期間中連続監視をすることになるから，データの記録も必然的に連続となる場合が多い．高い信頼性を得るためにはなるべく簡単な装置であることが望ましく，この点整流器と記録電流計による監視はすぐれた方法の一つである．わが国におけるこの種の測定器として搬信1号瞬断検出記録装置[4]，調28号時々断監視装置[6]，等々幾つかある．単に記録電流計のほかに度数計をおいて時々断の回数を知るとか，また時々断以外の急激なレベル変動を記録させるものがあり，測定箇所も伝送路の各部で測定できるように工夫されている．諸外国でもこの例が多い[5]．

上述の方法は記録電流計の応答周波数範囲が伝送路の帯域に比して小さいので細部のデータを見落す恐れがある．これを防ぐには時々断発生時に必要なデータを取り出してディジタル化して記録するか，オシロによる写真記録，磁気テープ記録等により，細部データ

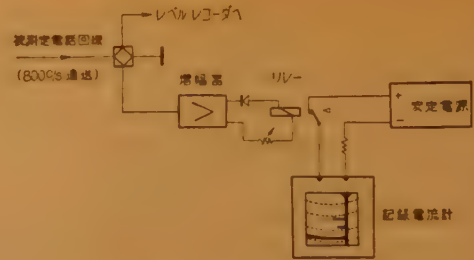



図 6　時々断記録装置

に対する測定器の応答範囲を拡げればよい．ディジタル化する例として通研で開発したものを説明する．

この測定器[4]は 1 kc/s の発振器を自蔵していて，時々断が発生したらゲートを開いて時々断長を測定しその結果によって時々断の長さの分類を行ない度数をデカトロンに記録するものである．またこれと似た考え方のものに時々断長，発生時刻を一定時間ごとに電信用さん孔テープに記録する方法も実用化されている．

記録装置の応答周波数範囲を広くする方法を採用すると，そのデータを再生させるときの都合上現象が起ったときだけ間けつ的に記録しなければならない．これは記録情報の密度の平均化を意味する．この方法を行なうときスタートにおいてある程度の時間遅れを生ずる．この遅れのための記憶装置を必要とするがこれが記録される情報の質を向上させるのに役立つ．この例として時々断信号記録分析装置がある[7]．図7はこの装置のブロック図である．測定回線に音声周波数を伝送し受信側でこれを監視していて規定レベルよりも受信電流が小さくなったときだけ記録を行なっている．ただし記録用磁気録音器のテープは普通は止まったままで待機しているので，これが正規の速度に達するまでの時間（約1秒）時々断信号を遅延させる必要があり，このために磁気ラバー・バンド遅延装置を用いている．磁気テープに記録するのは時々断信号と日時符号で時々断が起こると一応7秒間だけ記録が行なわれる．この時間内に再度断が発生したときは，後から発生した時々断より数えて7秒だけ記録をとる．したがって頻発する断はすべて記録できる．また他方7秒以上の時々断は回線の障害と見なす．分析に当ってはテープに記録した信号を再生し，パルスカウンタにより何 ms であったかを計数する．また日時符号は解読してランプに表示する．この装置によればもとの断が記録されているので断の微細構造を知り得る．これでは時々断の発生原因を知ることはできない．知るた

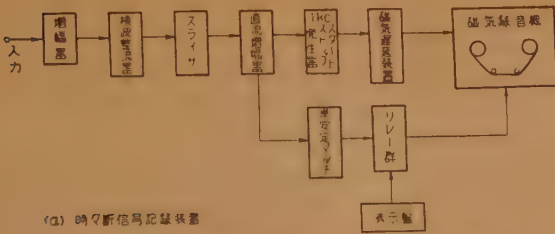
(a) 時々断信号記録装置

(b) 時々断信号分析装置

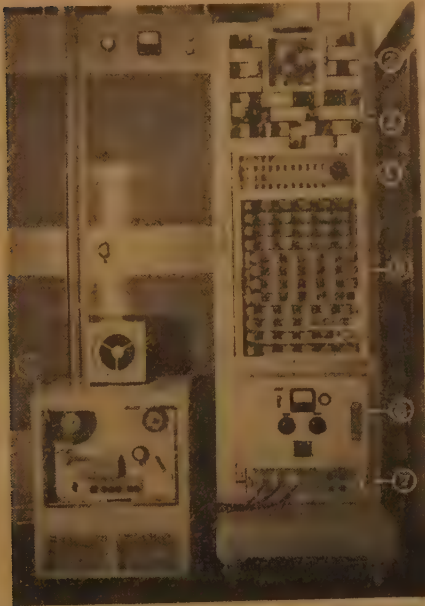
図7　時々断信号記録分析装置ブロック図

① 磁気録音器　② 磁気遅延盤　③ 発振増幅盤
④ 表示盤　⑤ 継電器盤A　⑥ 電源盤
⑦ 端子盤

図8　時々断信号分析架

めにはかなり人手を動員した大規模な調査が必要であり，断の原因を解明する手段を得ることは今後に残された問題の一つである．

(c)　雑音の測定

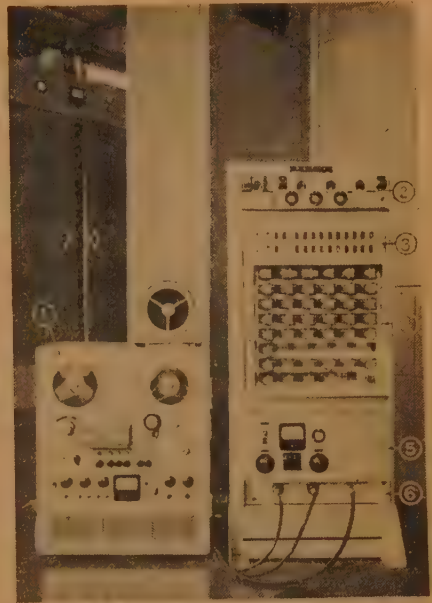
符号伝送回線の雑音のとらえ方は符号伝送特性との関連において考え直さなければならない．符号伝送特性に及ぼす雑音の影響は雑音の性質によって異なるから当然雑音のとらえ方も雑音の性質によって変えなければならない．したがって雑音の測定法は雑音が符号伝送特性におよぼす研究と相まって進歩して行くべき性質のものである．符号伝送特性の1つである誤り率

① 磁気録音器　② パルスカウンタ盤
③ 表示盤B　④ 継電器盤B
⑤ 電源盤　⑥ 端子盤

図9　時々断信号分析架

にもビット誤り率，誤字率，ブロック誤り率が考えられ，このデータをはっきりつかんでおかないと効果的な符号伝送な行なえない．したがって電話回線について行なわれている雑音平均値の測定，評価雑音測定等の他に，① 雑音の振幅分布，② 雑音があるレベルを越えている時間幅の分布を測定する必要がある．

① については普通の振幅分布統計器を利用することにより容易に測定できる．この場合雑音の性質によって（熱雑音的か，インパルス性雑音か）雑音の波高が異なるから測定に当っては測定器の周波数特性，ダイナミックレンジ等を適切に設定しなければ有益なデータは得られない．図10は筆者らが用いている測定器のブロック図である．入力信号を適当に増幅後 2.5 μs のパルスでサンプリングしてできた電圧で並列共振回

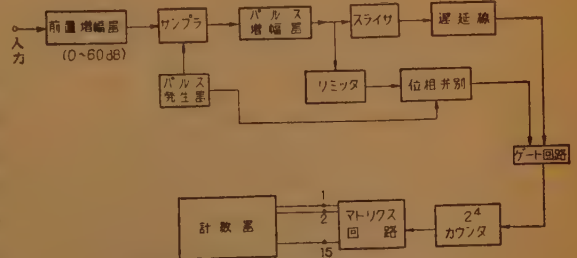



図10　レベル分布統計器ブロック図

路をたたいて減衰振動を起こさせる．この振動を適当なレベルでスライスすれば入力電圧の対数に比例した数のパルス信号を得る．(0~15) これを各サンプルごとに数えて分類，別々に計数する．

振幅分布測定器で得ようとすることは実際には“ある要因に基づく雑音がどの位あってその分布はどうなっているか”を目的にすることが多い．したがってこれには実験計画法の手段を利用する必要が生ずる．表1に筆者が測定した市内中継線の雑音の結果[8]を掲げておく．

表1 市内中継線の雑音

要因		平均レベル	中央値	1%値	5%値
同一ケーブル内に電信回線あり	0.5 mm φ NL ケーブル	−85.8 dB	−92.7 dB	−65.1 dB	−75.7 dB
	0.65 m φ NL ケーブル	−76.8 dB	−82.4 dB		−67.4 dB
同一ケーブル内に電信回線なし	0.5 mm φ NL ケーブル	−94.8 dB	−101.9 dB	−74.1 dB	−85.7 dB
	0.65mmφ NL ケーブル	−90.5 dB	−97.9 dB		−82.6 dB

② の継続時間分布についても特別の測定器はないが，測定はあるレベルを設定しておいて，このレベルを越えたときにゲートを開き，このレベルより下がればゲートを閉じるようにし，ゲートの開いている時間を別に設けたパルス幅の測定器で測定し長さに応じて分類すればよい．このような原理により測定したピーク性雑音の間隔分布の例を図11に示す．

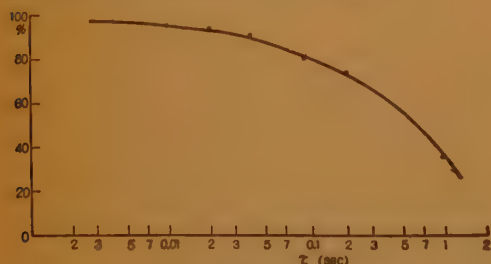



図11 ピーク雑音の間隔分布の累積

(3) 符号伝送特性の測定

伝送路を直流パルスを電話帯域に変換する変復調装置も含ませて考えると，伝送路の特性とは所要の入力直流符号が受信側で直流符号に直したときどのようになるかを見ればよい．このためには，① 符号誤り，② 符号ひずみの2つを考えればよい．符号伝送の良否の判定の最終的結果は符号の誤りで判断できるが，この判定には少なくとも 10^7~10^{10} 個程度符号を調べなければならないし，誤りの発生も 10^{-5}~10^{-7} と言った確率である．このような稀有現象の測定に当って測定器の安定度にも問題を生ずるであろうし，またそのとき，ちょっとした周囲条件に左右されやすい．他方符号ひずみを測定すれば割合短時間のうちに伝送路の判定がつくし（時々断は別である）また伝送路の品質の程度を適確に知ることができる．

符号伝送特性の測定において重要なことは，誤りと判定する基準をはっきりすることである（主としてレベルとひずみであり，ひずみは理論的には 50% ひずめば誤りである）符号ひずみの測定においては，ひずみを測定する時間軸の原点をどこに取るかである．この原点の取り方によって，ひずみの値はかなり大きく変わる．このことは送出符号と受信した符号のひずみの測定原点の同期方式により定まる．この場合同期方式で重要なものは調歩同期方式と完全同期方式である．前者は受信符号の幾つ目かごとの符号の立上りを原点に取るもので，その特定の符号の立上りごとにひずみ値は零となるが，この符号自体のひずみは以下に続く符号のひずみ値を大きく左右する．完全同期は完全にひずみなく送られた符号の状態を符号ひずみの原点にする方式で，実際にはひずみを生じにくい符号の組合せ（たとえば 1:1 符号の連送）を送ったときの符号ひずみの平均値が零となるような点を原点にする．

従来の印刷電信回線におけるひずみは前者の調歩ひずみを指しているが，調歩の間をどの位に取るかは入出力機械（通信では送信機，印刷受信等）によって変えなければならないので電信のように入出力機械の性質が固定して調歩間隔が一定しているのと異なって，高速度符号伝送においては伝送路の品質は調歩ひずみだけで論ずることができず，完全同期の場合のひずみを測定しなければならない．以下これらの測定に必要な筆者が用いている測定器について述べる．

(a) 符号発生装置[9]

符号伝送の試験を行なうには，まず，ひずみが零である標準の符号を作らなければならない．通常のパルス発生器では任意の符号の組合せを作ることはできない．本装置のブロック図を図12に示す．本器の性能は 128 ビット（8単位符号で 16 字分）分の容量を持ちこの範囲ならプッシュボタンで任意の符号組合せを作ることができる．通信速度は 36 ボーから 3000 ボ

一の間任意の速度を選ぶことができる．出力波形としては複流，単流，デューティ 1/2 のパルス波形，ダイコード波形のどれかを選ぶことができ，符号ひずみは最大 0.5% 以下である．先に述べた 128 ビットのパターンを繰返し送り出すのであるが，この他に 128 以下の任意の数の符号の繰返しがダイアル 1 つで行なえる．したがって送り出す符号形式としては普通のコード，パリティ付きのコード，

図 12　符号発生装置ブロック図

① 移相器発振器　② リセット選択スイッチ　③ 128 ビット選択用プッシュボタン　④ 出力回路パネル　⑤ 電線パネル

図 13　高速度符号発生装置

① 検定出力端子　② 符合検定回路
③ ひずみ測定用変換点選択スイッチ

図 14　高速度符号検定装置

スタート・ストップ式入力：FREE ～ 99 UNIT (BIT)
：-10, +10, ±10, -50, -50, ±50V
3～300 kc CR OSC　20 kc X-TAL OSC 内蔵
同期分周パネル
繰返し 3 kc (30ボー) ～300 kc (3000ボー)
タイムスケールパネル
10%　正　1%　負
入力端子
クロック・パルス (OSC)
±10 dB 正弦波出力 30～3000ボー
低可ろ歪　擬変波器
電源パネル
1：測定のスタート・ストップ制御　手動，自動
2：TRANSIT SELECT　M→S S→M S↔M
3：DIST DISPLAY　シンクロ・スコープ併用
4：スタート・ストップ動作制御　INNER EXT
5：タイム・スケール　2%, 10%　同期パルス
6：特定素子選択表示　1～99
7：バイアス，不規則ひずみ，パルス幅測定可能
最大ひずみ表示パネル　±49% (最大ひずみ)　1% STEP　表示管直示
ひずみ値累積計算パネル　±99%　-10V　50μs
ひずみ値分類統計パネル　1　10
高速度計数装置
SCALE UNIT　2%, 5%, 10%
RANGE　±10%, ±25%, ±100%
CENTER　可変

図 15　高速度符号ひずみ測定器ブロック図

C. 等々の定マークコード，128 ビット以下の群チェックコード等々が必要に応じて作ることができる．

構成は発振器から速度の基準を取り，遅延回路を通してビットカウンタ，レターカウンタおよびプッシュボタンによって任意のコード組合せを作る．出力回路を通して所要の波形を作り送り出す．リセットセレクタはパターンのある所まで送り出したら又直ちに始めに戻るようにするためのリセット位置の選択を行なうものである．

(b)　符号誤り検定装置[(9)]

この装置は受信したパルス系列を受信側の符号発生器の出力と比較して誤りの検出を行ない，後に述べる誤字検出方式にしたがって受信符号を解号し誤り検出を行なう．誤りの検出は電子回路で行なうから，その基準が重

要になるので，積分等の操作は行なわず符号をサンプリングして行ない50%近くのひずみまで許している．また別にあるひずみ値以上を誤りとすることはサンプリングパルス幅を変えることにより容易に行なうことができる．

この装置の誤字検出回路は全部で9種類の回路を持っており，各回路は各々別々に計数器でカウントされる．

① マーク→スペースの誤り，② スペース→マークの誤り，③ 誤りビット（①と②の和になる），④ 誤字（8ビット＝1字語として），⑤ 誤語（128ビット＝16字＝1語として），⑥ 偶パリチ検査をくぐり抜ける誤字，⑦ 奇パリチ検査をくぐり抜ける誤字，⑧ $_8C_4$ 検査をくぐり抜ける誤字，⑨ 群チェックをくぐり抜ける誤群（15字を1群として）．

これらの分類された誤りは大別して ①～③ はビットの誤り，④～⑤ はコードの誤り ⑥～⑨ はチェック方式の比較のためである．

なおこの装置はこの他に128ビット中の任意の変換点を取り出して2現象シンクロスコープを用いて各変換点のひずみ値を測定することができるようになっている．この場合ひずみ値の時間原点は受信側で準備する符号発生器から取っている．

まず始めに信号と符号発生器のパターンをサンプリングして比較し，ビットの誤りとその種類を検出する．これをさらに特定の8ビット中および128ビット中に起ったかどうかを調べて誤字，誤語の数を調べる．つぎに受信符号のマークおよびスペースを取り出して二進計数器を動作させ8符号送られた後の状態によって偶奇性の判定をする．$_8C_4$ の検定は受信符号を分配しフリップフロップでレジストしてマーク数を計数する．群チェックは15字まではマーク数を128進計数器で計数し16字目だけは $_8C_4$ 回路でレジストし，128進計数器とレジスタの内容をビットごとに比較している．なお誤符号の数を別に計数し1パタン中の誤符号が多いとアラームを出すようになっている．

ひずみの測定回路は変換点がシンクロスコープの中央に来るように半符号前の点でトリガパルスを出してシンクロスコープの走査に使用し，符号発生器と受信符号の両者を像として出し両者の変換点の差でもってひずみ測定を行なっている．

（c） 符号ひずみ解析装置

伝送路の（変復調器も含み）符号伝送特性の良否を簡便に知るには，ひずみを測定すればよいことはすでに述べたが，このひずみはレベル変動，雑音，符号の組合せによっておのおのバイアスひずみ，不規則ひずみ，特性ひずみを引き起こし，時々刻々これらが一緒になって符号ひずみが変化する．したがって瞬時の特定のひずみの測定に比してひずみが統計量として処理できる形で測定できればその結果は非常に有意義である．この目的のために作られたのがこの装置である．

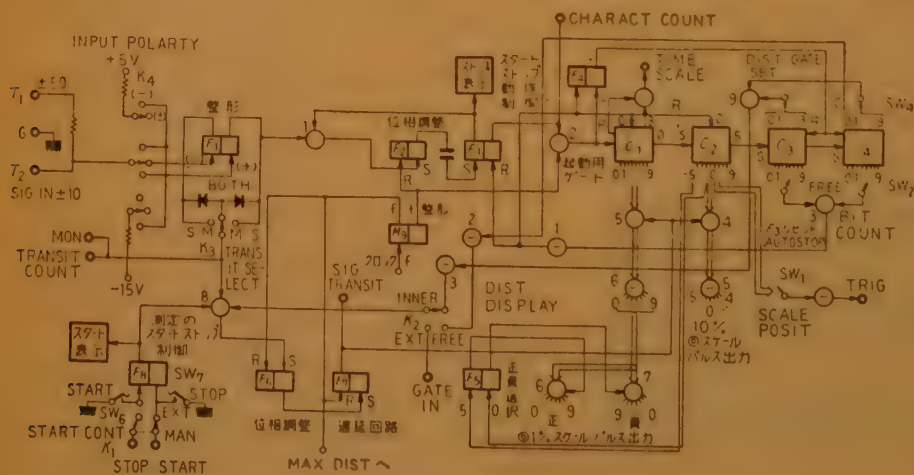
この装置の測定項目は，おもにつぎの3つで同時に

注1 Rリセット入力，Sセット入力
注2 入力 10，50V 復流・単流
出力 1，10% パルス 正，負 調歩，同期
注3 測定のスタート，ストップ 自動または手動

図 16 タイムスケールパネル

行なえる．① 測定時間内における最大ひずみ値，② 測定時間内におけるひずみの平均値．③ ひずみ値の分類統計．

50ボーから3000ボーまでの間1%の測定精度を持たせるために水晶で較正できる 5 kc～300 kc の可変発振器からクロックパルスを作っており，他方これを適当に分周した信号を他機器の同期用として出している．このクロックパルスで10進計数器を2段働かして1%の分配器を作り，これと変換点パルスとゲートしてひずみ値を知る．この分配器は調歩同期方式になっており，その間隔は1～99ビットおよび無限大の間任意に選べ，スタートは入力符号の立上りで行なうようになっているから，完全同期にしたければ調歩同期にしない無限大の間隔にしておいてひずみの平均が零になるように位相を制御すればよい．図15に全体のブロック図，図16に分配器の回路を示す．

図 17　最大ひずみ表示パネル

図 18　ひずみ値統計分類回路

ひずみ最大値の指示回路は図17に示す．前の符号のひずみ値を記憶しておき，つぎの入力符号のひずみ値と10%の位の比較を行ない，後者が大きければ更新する．つぎに1%の位の比較を行ない．10%の位が更新されてなくて1%位が大きければ1%の位を更新する．10%の位が更新されれば，1%の位をリセットし，つぎの入力符号の1%の位の値をセットする．かくして得られたひずみ値は正負両方を別々に数字放電管でもって表示している．

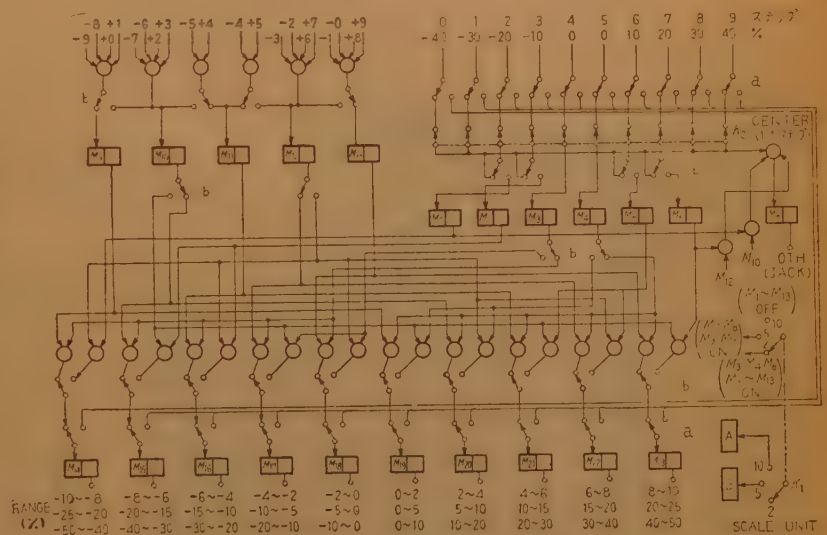
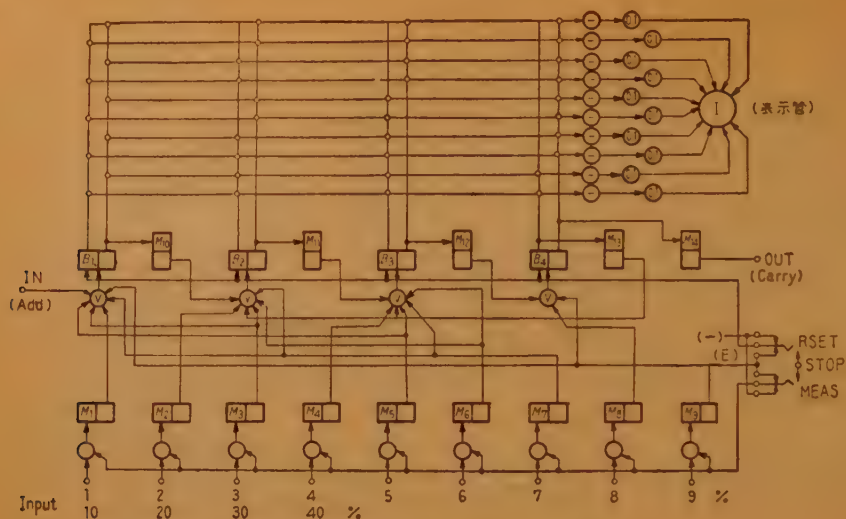
ひずみ値の統計分類回路は電子スイッチの組合せで，10個に等分分類しその中心は −50%～+50% の間どこでも選べる．また分類の幅も 2%，5%，10% おきと切換えられ，出力は計数器で数を知るようになっている．そうして 0～2% の間は何個 2%～4% の間には何個あると言ったひずみ分布を知ることができる．その回路を図18に示す．

平均値を出すにはひずみ値の累積登算をやればよいから，正負各々別に2桁の加算器が主体になっている．この加算器は並列加算になっており Excess 6 の加算を行なうようになっており，加算結果はやはり数字放電管で表示し100%以上への桁上げは計数器で計数している．この累積値を別に計数した変換点の総数で割れば平均値が出てくる．

1位，10位，正，負，の4組とも同一構成

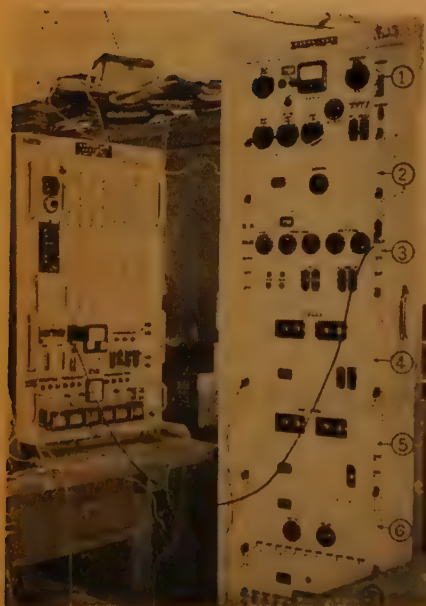
図 19　ひずみ値累積登算回路

① 同期発振パネル　② ろ波器パネル
③ タイムスケールパネル　④ 最大値指示パネル
⑤ 累積登算パネル　⑥ 分布統計分類パネル
⑦ 電源パネル

図 20　高速度符号発生装置（左）と高速度符号ひずみ解析装置（右）

この装置はこの外にもシンクロスコープを併用すればひずみを直視できるし，%のスケールを拡大できるようになっている．これはその他実際の製作上便利な点が多い．

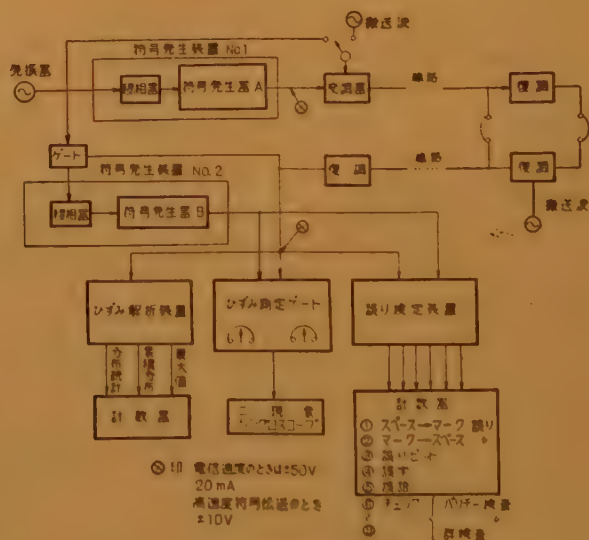



図 21　符号伝送試験回路

以上述べた符号発生器，誤り検定装置，ひずみ測定器はいずれもトランジスタ回路が主体であり，この三者を組合せれば充分な伝送路の符号伝送特性を調べることができる．そのときの組合わせ方を図 21 に示す．

(4)　符号伝送総合試験装置

以上述べて来た測定装置を組合わせれば符号伝送総合試験が行なえるが，これらの測定機能を1つにまと

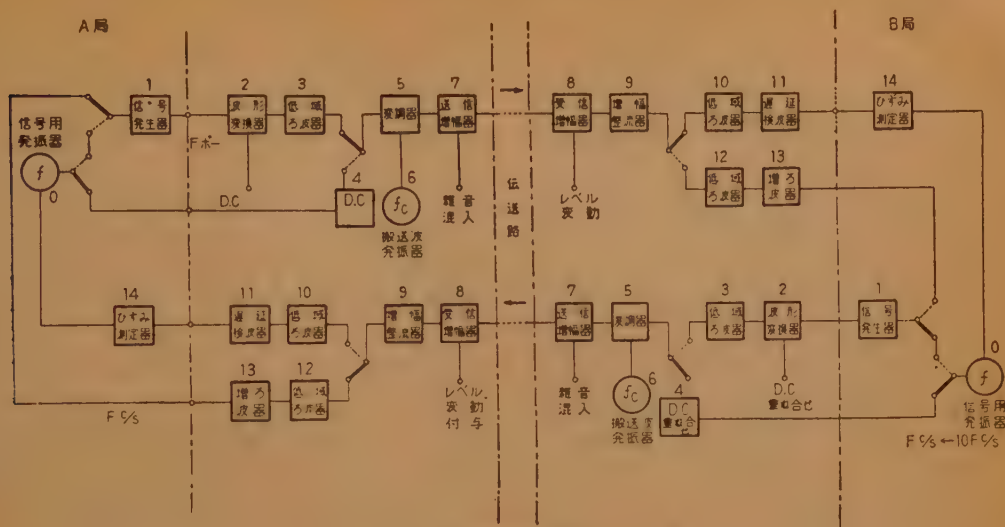



図22　符号伝送総合試験装置ブロック図

めた高速度符号伝送試験装置がある．さらに高速度用ではないが，50ボー伝送路の総合試験装置用として計算機と組合わせてシュミレーションを行なわせる回線監視線装置を紹介する．

（a）　高速度符号伝送試験装置

前に述べたように符号伝送の試験は大別して，① 誤り率の測定，② 符号ひずみの測定に分けられる．本装置は伝送路の周波数特性，雑音特性，レベル変動特性と符号ひずみ特性との関係を求めるために実用化されたものである．これは符号発生器，送受信変復調器，増幅器，ひずみ測定器および同期信号送信器よりなっている．図22にそのブロック図を示す．いまA局からB局までの回線を用いてFボーの通信を行なって特性をとる場合について説明する．B局にある10 F c/s の発振器出力を10進計数回路を用いて1/10に分周し，これでサブ搬送波を変調してA局に伝送する．A局では低域ろ波器および増幅器により雑音レベル変動等の影響を除き F c/s の正弦波を得る．この信号を過負荷増幅した後，その立上り変換点のみを取り出し4段の2進計数回路を通し4個の波形を得る．この出力をマトリクスゲートに導き適当な組合わせをとることにより，16

図23　通信架および電源（総合符号伝送試験装置）

図24　符号発生架（総合符号伝送試験装置のうち）

ビットの任意の組合わせの信号が得られる．この信号を用いてサブ搬送波を変調し伝送路に送る．B局では変調された信号を検波した後整形回路を通して矩形波に直してから，ひずみ測定器へ導く．B局からA局へ送る情報は F c/s の単一正弦波であるから特性ひずみが生じない．A局側の増ろ波器の帯域を適当に選んでおけば伝送路のレベル変動や，雑音の影響を極めて小さくすることができる．したがってB局では 10 F c/s の発振器より基準時間を取り出してA局よりの信号の

変換点を基準時間から測定すればAB間の符号伝送特性を知ることができる．符号発生器の単位数は 16 であるが，先行符号の組合わせの影響を見るためにはこれだけあれば充分である．また図中の直流重ね合わせ回路は変調度を変化させるものである．本装置から発生する特性ひずみは極めて小さくしてあるので，伝送路の特性を精密に調べることができる．ひずみの測定はブラウン管上に基準時点および符号の変換点の両方を同時に表示させることにより行なうが，10 F c/s の信号を利用して符号単点長の 10% おきに基準時点を出すことができる．測定伝送路として電話回線を対象としているので発生器の符号速度は 1000～2500 ボーにしてあり，外部入力により 7000 ボー位まで実験可能になっている．

(b) 回線監視装置[12]

この装置は高速度符号伝送用ではなく 50 ボー回線用で，最近のエレクトロニックの成果を利用する点で興味がある．50 ボーである点を除けば今まで述べて来た符号伝送試験の方法と同じ考え方で誤り符号を検出するが，誤り符号が検出されると，その前後の符号を多線式さん孔機で紙テープにさん孔する．誤りは集中して起こる傾向を持っているので，その後ある時間だけ誤りが起こらないことを確認してから計時装置から日時符号をさん孔する．このようにすることにより長期間のデータを無人で紙テープ上に原情報の形のまま記憶させている．これを計算機 M-1 号にかけることにより記録情報の解読解析を行なう．この結果符号の検定装置は誤りの検出機能だけでよく，その他 ((3)-(b)) で述べたような機能はなくても計算機がやってくれるし，さらに原情報が保存されているので単に統計的なデータだけでなく，どの符号が誤ったかも指摘できる．この装置のブロック図を図 25 に示す．

図 25　回線監視装置ブロック図

① 多線式さん孔機　② 符号発生検定パネル
③ 操作パネル　④ 時計装置

図 26　回線監視装置

発振器を分周して符号発生装置と同じ原理で 50 ボーの符号出力を出す．符号の組合せはコード・マトリクスで適当に選ぶことができる．この符号出力を伝送路に送り，折返されて来た受信符号は入力回路で整形矩形波にした後，送信側と同じようにして作った符号パターンと比較し誤りがあれば印刷制御回路で受信符号をさん孔機に出す．このとき直列符号を並列符号にして多線式さん孔機を駆動するが，誤りを記録した後，日時を入れる符号挿入回路がある．同期は入力符号から作ってあり，調歩同期とビット同期の両方が可能である．

(5) データ伝送の試験に関する C.C.I.T.T. 作業部会の勧告案の抜き書[13]

43 作業部会でデータ伝送についての会合の報告が寄書 No. 20 にまとめられているが，その中の付録の 2 に "着手すべき研究および試験の計画" の項があり，テレックスおよび高速度符号伝送に関する調査項目が "A"～"O" まである．この中で高速度符号伝送に関する "L" 項を紹介する．

L. 電話回線におけるデータ伝送の方式に関する試験計画

1. 予備的室内実験：後述の勧告は室内実験を経たものに適用する．

2. 試験区間の決定：試験区間はポイント・ツーポイントでも折返しでもよい．前者が望ましいが実験に困難を伴う．

後者の受信機への帰線は後述のように多種ある．

3. 変調速度：計画した伝送方式はつぎの範囲の少なくとも一つ以上であること，① 500～750 ボー，② 1000～1500 ボー，③ 2000～2500 ボー．2500 ボー以上は現段階では考えない．

4. 信号レベル：本報告の付録1のレベル以下にすべきである．(色々の場合について言及しているが，零相対レベルの点で最大値が −6 dB を越えないこと，および平均電力レベルが −15 dBm 以下であること) さらにこの値の ±6 dB の点でも試験した方がよい．信号レベルが何も勧告されないときは −10 dBm およびその値の ±6 dB のレベルで試験すればよい．

5. 試験回線のサンプリング：方式の性能試験はつぎに示す回数以上が必要である．500～750 ボーは専用線では 2×10^7 ビット，交換回線では 4×10^7 ビット，1000～1500 ボーに対しては 4×10^7 および 8×10^7 ビット，2000～25000 ボーに対しては 4×10^7 および 2×10^8 ビット，専用線ではよく使われるものの代表を選び交換回線では 25 区間以上について行なわなければならない．試験は週日の勤務時間に行ない回線にはなんらの特殊な保守を行なってはならない．

6. 試験用メッセージ：つぎの3の標準を決めた方がよい．① 連続反覆される短いメッセージ，② 連続に変化する短いメッセージ，③ それぞれ異なる特性を持つ長いメッセージ．

7. 誤り記録：誤りの記録を統計で処理するにはつぎの2方法による．① すべての誤り位置まで示す完全な誤り記録方式，② あるパラメータ試験の合計を示す簡易記録方式．

8. ブロックの大きさ：500～750 ボーおよび 1000～1500 ボーでは1ブロック約 250 ビット，2000～2500 ボーは1ブロック約 500 ビットにする．例外として 64 ビットであってもよい．

9. 結果の表示：試験中つぎの統計を記録すること．① 送信ビットおよびブロック数，② 誤りビット数，③ 誤りブロック数．

10. 試験接続に関する報告：データ伝送が他の通信に与える影響，またその逆，雑音の様子，伝送路の振幅，位相特性も同時に記録すること．

11. 試験区間の瞬断：試験中 300 ms 以上の断を生じたら障害としてデータから除くこと．

12. 方式の説明：データ伝送方式についての説明をつけ，また試験の方法についても説明すること．

前述の説明の測定器は C.C.I.T.T 43 作業部会のこれらの要求をほとんど満たすことができる．ただ高速度符号伝送用の (4)-(b) 項相当の測定器を磁気テープを利用して作ることが残されている．これは勧告7の (1) を満たすものである．

本文は紙面の都合上，主として高速度の符号伝送に関するものに重点をおかざるを得なかったことと，筆者の不勉強のために主として通研で開発した測定器にしぼられたことに対しておわび申し上げます．C.C.I.T.T. 43 作業部会に出席された方々の話によれば，諸外国の高速度符号伝送に関する研究はまだ緒についたばかりであり，わが国の実績は米国および英国と並んで世界の一流であるとのことで非常に意を強くした次第である．米国，英国でも符号伝送特性は重点が誤り率に注がれており，わが国では符号ひずみを重視している．この点は考え方の上でわが国が一歩進んでいるのではないかと思う．

最後に当って報告の機会を与えて下さった学会の委員の方々，指導いただいて来た新堀，梶両課長および測定器の開発に従事されまた資料を提出していただいた通研通信網課，電信課，電子応用研究室，交換研究室の諸氏に厚く御礼を申し上げる．

文　献

(1) 亀田治，清水民雄："可変位相等化器および群伝播時間直視装置"，通研経過資料 806 号 (1959-08).
(2) 国枝寿博，小林一雄："位相歪測定器と位相歪"，通研月報 8, p. 237 (1955-06).
(3) C.C.I.T.T. Red-Book 1, p. 433 (1956-12).
(4) 電々公社特仕第 3041 号 (昭 32-06).
(5) 電々公社特仕第 1299 号 (昭 28-12).
(6) 亀田治，豊沢弘毅，清水民雄："時々断測定器"，通研経過資料 779 号 (1959-05).
(7) 星子幸男，南敏，小野昌道："時々断とその観測装置"，通研経過資料 758.
(8) 砂川博外："市内中継線雑音のレベル分布の測定"，通研情報伝送連絡会資料 (1960-03).
(9) 松崎武夫，岸上利秋，加藤満左男，仙波薫："情送伝送用試験装置について"，昭 34 信学全大 1144.
(10) 岩瀬正義，南敏："電信歪解析装置"，通研成果報告第 1013 号 (1957-05).
(11) 岸上利秋，渡辺巨万雄，加藤満左男："高速度歪測定器"，昭 34 信学全大.
(12) 岸上利秋，加藤満左男，仙波薫："符号伝送試験とその処置について"，昭34信学全大 408.
(13) C.C.I.T.T. GT-43. 寄書 No. 20 (1950-04).
(14) "無誤字伝送試験および高速度符号伝送試験結果"，電々公社技術委員会資料 No. 33-128 (1959-05) および符号変調委員会資料.
(15) "国鉄通信回線に於ける高速度パルス伝送試験"，国鉄符号委員会資料 (1959-12).
(16) 亀田治，豊沢弘毅，清水民雄："搬送回線におけるパルス符号伝送"，通研実用化報告 8, 8, p. 1138.

UDC 621.317.34：621.315.2

4.5 線路の測定*

正員 横瀬芳郎 正員 半沢幹雄
（電気通信研究所）

（1） はしがき

通信用線路は大別して，同軸ケーブルのように大地に対して不平衡電流を流すものと，平衡形ケーブルのように大地に対して平衡した電流を流すものの二つがある．前者は一般に対称な四端子網として取扱われるが，後者は往復導体の他に周囲の金属体あるいは大地を考えなければならず，電気的平衡条件を考慮に入れる必要がある．したがって平衡形線路をブリッジによって測定する場合にワグナ接地装置のごときものを使用することはできない．

線路は年とともに多重化され，それによって使用周波数の上限も次第に上昇しつつあるので，本章では主として高周波における線路の測定についてのべる．

（2） ケーブル定数の測定

ケーブルの一次定数は抵抗 R_0，インダクタンス L_0 静電容量 C_0 および漏えい量 G_0 の4つであって，これより伝ぱん定数 γ，減衰量 α，位相量 β，および特性インピーダンス Z_0 が定められる．すなわち

$$\left.\begin{aligned}\gamma&=\alpha+j\beta=\sqrt{(R_0+j\omega C_0)(G_0+j\omega C_0)}\\ Z_0&=\sqrt{\frac{R_0+j\omega L_0}{G_0+j\omega C_0}}\end{aligned}\right\}\qquad(1)$$

の関係がある．ケーブルの特性は通常短絡インピーダンスおよび開放アドミタンスより求められるが，これらは交流ブリッジによって測定される．短絡インピーダンスの測定にはマクスエルブリッジが最もよく使用される．図1はその原理図であって，これは Product arm 形ブリッジの一種である．平衡条件は，

図1 マクスエルブリッジ原理図

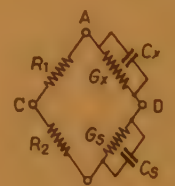
$$R_1R_2=Z_X/Y_S\qquad(2)$$

であるから

$$R_X=R_1R_2G_S;\ L_X=R_1R_2C_S\qquad(3)$$

したがってコンダクタンス G_S を抵抗で，容量をインダクタンスで目盛れば未知のインピーダンスを直角座標で直読できる．ケーブル用のマクスエルブリッジ(1)(2)(3)(4)(5)では AD 間に被測定物を挿入するが，平衡形ケーブルの測定においては，ブリッジの各点の電位は大地電位とならず，またC点が直接大地に対して容量を持つとブリッジ誤差の原因となるので，しゃへいは二重しゃへいを施す等充分な注意が必要であり，かなり複雑な構造となる．また被測定物の接続端子にかかる電圧が大地に対して平衡すること，被測定物に並列にアドミタンスが入らないか，入っても影響がないようにすることが大切である．高周波用のブリッジでは，各素子の時定数，導線のインダクタンス，浮遊容量等は誤差の原因となり，これらの影響は周波数の自乗に比例して増大するものが多いので，充分注意しなければならない．

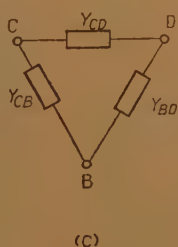
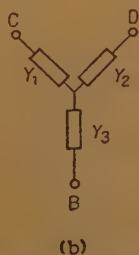
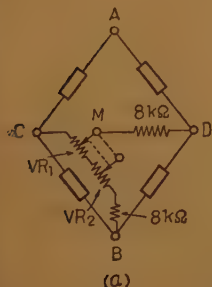
図2 アドミタンスブリッジ原理図

開放アドミタンスは比例辺形のアドミタンスブリッジが最もよく用いられる．図2にその原理図を示す．平衡条件から

$$G_X=\frac{R_1}{R_2}G_S;\quad C_X=\frac{R_1}{R_2}C_S\qquad(4)$$

これによって未知のアドミタンスを求め得る．AD 点が大地に対して平衡している点は前のマクスエルブリッジと同様であり，素子の二重しゃへいは必要であるが，平衡の点ではこの二点に対地アドミタンスをバランスするように入れて，これを零調整で除けばさほど問題はない．以上の各ブリッジは小林氏ら(6)によって実用化され，主として搬送ケーブルの測定に使用されて来たが，最高周波数は 30 kc ないし 100 kc 程度が限度であった．これは当時蓄電器用として安定な誘電体が得難い所から大形の空気蓄電器を用い，このためブリッジ全体の形が大きくなり，その結果として対地アドミタンスや導線のインダクタンス等が必然的に大きくなったことによる．

* 4.5-Measurement of Cable. By YOSHIRO YOKOSE and MIKIO HANZAWA, Members (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). 〔資料番号 4840〕

図 3　ジーメンス社製ブリッジ 30 C〜300 kc 用

近年ケーブルが多重化されるに及んで，ブリッジの最高周波数も 250 kc ないし 500 kc，さらには 1 Mc までの測定を要求されるようになったが，この目的にはジーメンス社製のインピーダンスブリッジおよび平川氏[7][8]のブリッジが使用される．これらのブリッジの特徴は，抵抗素子としては皮膜抵抗体を，蓄電器としてはスチロフレックスコンデンサを用い，空気蓄電器，切換スイッチ等も小形で精密なものを使用して全体をコンパクトに作り上げている．同社製ブリッジの高 300 kc までのものの外観を図 3 に示した．このブリッジは一台でマクスエルブリッジとアドミタン最スブリッジとに切換えて使用できるようになっていて，コンダクタンスと容量はいずれの場合にも共用される．上段がコンダクタンスダイヤル群で下段が蓄電器のダイヤル群である．中段は，マクスエル・アドミタンスブリッジの切換ダイヤルで，各々の場合に倍率を 1/100 から 10 倍まで変化させ得る．このブリッジの周波数範囲は 30 サイクルから 300 kc と一万倍の比帯域を持っているが，このため入出力トランスは 2 個並列になっており，上下各々の帯域を受持っている．このブリッジのもう一つの特徴はコンダクタンスの最少レンジのダイヤルが連続可変となっていることで，このためブリッジとして非常に使い易い．前にのべたように，マクスエルブリッジでもアドミタンスブリッジでも，CB 点間に入る抵抗はコンダクタンス目盛の方が便利であるが，巻線抵抗で平等目盛のコンダクタンスを作ることは非常に困難である．このためこのブリッジでは図 4 (a) のような回路を採用している．VR_1 は 1 kΩ の巻線抵抗で，実際にはこれと並列に 1 kΩ と 70 pF の直列素子が接続されて巻線抵抗のインダクタンスを補償している．VR_2 は VR_1 と連動する 1 kΩ のカーボン抵抗で，これによって MB 間の抵抗は抵抗器の回転角に無関係に一定となる．これを図 (b) のごとく考えると Y_1 は可変，Y_2，Y_3 は固定となる．これを Y-Δ 変換すると図 (c) のごとくなり，このうち Y_{CD} はブリッジの平衡条件に無関係である．Y_{BD} は VR_1 の回転によって変わり

$$Y_{BD}=\frac{Y_2Y_3}{Y_1+Y_2+Y_3}$$

となるが，Y_1 の逆数 R_1（これは VR_1 の回転角に比例する）と Y_{BD} の関係を数値を入れて求めると，ほぼ直線近い比例関係となる．このようにしてほぼ平等目盛の連続可変のコンダクタンスが得られるのである．Y_{CB} はブリッジの比例辺に並列に入るので，その分だけ比例辺に入るコンダクタンスを少なくしてある．Y_{CB} も VR_1 の回転によって変化するが，変化量が少なく最大 0.1% の変化を比例辺に与えるにすぎない．このブリッジの誤差は 1% であるので，これは問題にならない．ジーメンス社では，これと同様なもので最高 1 Mc まで使用できるものを製品化している．

図 5　ジーメンス社製ブリッジ用 30 kc〜30 Mc 用

図 4　最小目盛コンダクタンス回路

この他に同じくジーメンス社製で同軸ケーブル測定用（不平衡形）で，30 kc より 30 Mc まで測定できるブリッジがある．これを図 5 に示す．このブリッジは一つの箱の中に，マクスエルブリッジ

と，アドミタンスブリッジが同居していて，スイッチで切換えて使用される．このブリッジの特徴は可変コンダクタンス素子としてサーミスタを使用していることにある．サーミスタは商用周波数のブリッジによって低周波用の可変抵抗の値と同じ値になるまで加熱制御される．したがってこの抵抗素子では，通常の可変抵抗のようなスイッチ切換によるインダクタンスや浮遊容量の変動はなくなり，高周波まで使用することができる．

平川氏のブリッジ[7][8]は減衰量を 1% 以下の誤差で測定する目的で設計されたもので，平衡形ケーブル用の 500 kc までのものと，同軸ケーブル用の 6 Mc までのものの2種類がある．

ジーメンス社製のインピーダンス測定器には，この他に差動トランスがあり，これは平衡，不平衡いずれの形にも使用でき，素子のしゃへいもそれ程複雑ではないが，ブリッジのように倍率を変えることができないので，測定器としては使いにくいものである．最高周波数は 500 kc である．

(3)　線路漏話の測定

(a)　結合値の測定

二つの回線が近接して存在するときには，相互間に漏話現象を生ずるが，漏話のもとは相互間の電気的な結合である．いま図6のように平衡形ケーブルの場合，カッドの伝送を考えると，周囲の金属体を0とし導体に 1〜4 の番号をつけ，1.3および 2.4 で作る実回線をそれぞれ r および s，

図 6　星形カッド

また r と s で作る重信回線を p とすると，長さ方向の一部をとって，Z_{mn}, Y_{mn} なる部分インピーダンスと部分アドミタンスを考えることができる．これらを組合わせて得られるつぎの値，すなわち

$$\left.\begin{aligned} M_{rs} &= Z_{13} - Z_{23} - Z_{14} + Z_{24} \\ M_{rp} &= (Z_{13} - Z_{23} + Z_{14} - Z_{24}) - (Z_{11} - Z_{22}) \\ M_{sp} &= (Z_{13} + Z_{23} - Z_{14} - Z_{24}) - (Z_{33} - Z_{44}) \end{aligned}\right\} \quad (5)$$

$$\left.\begin{aligned} K_{rs} &= Y_{13} - Y_{23} = Y_{24} \\ K_{rp} &= (Y_{13} - Y_{23} + Y_{14} - Y_{24}) + \frac{1}{2}(Y_{10} = Y_{20}) \\ K_{sp} &= (Y_{14} + Y_{23} - Y_{14} - Y_{24}) + \frac{1}{2}(Y_{30} - Y_{40}) \end{aligned}\right\} \quad (6)$$

これをそれぞれ実回線間および実回線重信回線間のインピーダンス不平衡，アドミタンス不平衡と呼び，それぞれの虚部を角周波数 ω で割ったものを，電磁結合および静電結合と呼ぶ．これらの結合は短ピースのケーブルで終端をそれぞれ短絡および開放して測定される．静電結合は周波数特性を持たないので通常 1 kc で測定され，電磁結合は周囲の金属体の影響をうけるので周波数によって変化する．静電結合は差動蓄電器を用いたブリッジによって，また電磁結合は測搬1号電磁結合測定器等によって測定される．これらの測定はケーブルメーカ等において，多数の心線について行なわれることが多いために，測定の自動化について最近二三の試みがなされている[9][10]．また製造工程において結合値を連続的に測定し，これによってサーボ機構を動作せしめ，ケーブルの品質向上をはかる

図 7　ジーメンス社製複素結合測定器

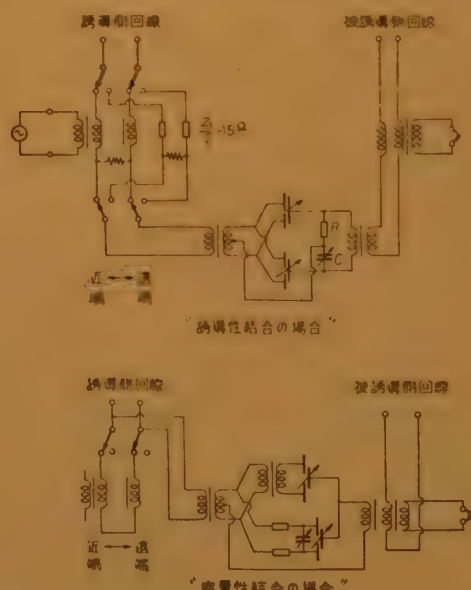



図 8　複素結合測定器回路図

試みもある[11][12].

ジーメンス社では最高 600 kc まで使用できる結合測定器を製品化しているので，これについてのべる．この測定器は電磁結合，静電磁結合を切換えて測定でき，この他に複素漏話量および微少インピーダンスを測定できる便利なものである．その外観および回路図を図7および8に示す．これは一種の交流ポテンショメータであって，実数部，虚数部はそれぞれ差動コンデンサによって測定される．

(b)　漏話の測定

(i)　平衡形ケーブルの漏話測定　二つの回線間の漏話を考える場合に誘導回線を a で表わし，被誘導回線を b で表わすと，送端受端の電圧電流にそれぞれサフィックス 1.2 をつければ，漏話減衰量は一般の伝送量と同じであって

$$\text{近端漏話減衰量} = \frac{1}{10}\log_{10}\left|\frac{V_{a1}I_{a1}}{V_{b1}I_{b1}}\right|\text{dB} \qquad (7)$$

$$\text{遠端漏話減衰量} = \frac{1}{10}\log_{10}\left|\frac{V_{a1}I_{a1}}{V_{b2}I_{b2}}\right|\text{dB} \qquad (8)$$

で表わされる．これは普通に抵抗減衰器を用いた置換法で測定される．

線路の漏話は周波数特性を持っており，また結合の分布や反射のために複雑な経路をとって表われる．これらを解析する場合，また漏話補償によって漏話を改善する場合には，漏話減衰量よりも等価不平衡アドミタンスを測定する必要がある．等価不平衡アドミタンスとは，線路の端末に或るアドミタンス $-Y$ を表わす素子群を挿入したとき，漏話が完全に打消されたならば，この漏話は Y で表わすことができる．これを漏話の等価不平衡アドミタンスと呼ぶ．測定は図9のような差動形の抵抗と蓄電器を組合わせた測定器を線路の端末に挿入して行なう．この測定は不平衡アドミタンスの周波数特性を忠実にとる場合，特にそれが波を打つような場合には，一つの特性曲線を得るのに多くの時間を要す．このためにこの特性を自動的に記録する装置が作られた[13]．これは複素漏話自動記録装置と呼ばれる．最高周波数 1 Mc までの装置の外観およびブロックダイヤグラムを図10および11に示す．この装置は等価アドミタンスを $g+jb$ の形で画かせるために2本のペンがあり，誘導側電流を基準として漏話電流の同相成分と直角成分とによって別々にサーボモータによって駆動される．これと同様の装置で，漏話の周波数特性を極座標でブラウン管の上に画かせる装置も製作された[14]．これは装置の中に漏話補償用の素子を有していて，補償の結果をただちに見ることができる点で便利なものである．

図 9　不平衡アドミタンス測定器

図10　複素漏話自動記録装置

図 11　複素漏話自動記録装置の構成

(ii)　同軸ケーブルの漏話測定　同軸ケーブルはその構造から本質的に外部空間に電界も磁界も発生しないから，平衡形ケーブルにみるごとき静電結合，電磁結合による漏話はない．しかし外部導体のみが外界に露出しているために，その表面の起電力が他の同軸対に対して妨害源となり，起電力の差による導電電流によって漏話を生ずる．いま図12のような二対の同軸ケーブルを考え，誘導，被誘導をそれぞれ 1,2 とし，鉛被その他の金属体を 3 とする．漏話を考えた場合の独立回線としては，同軸対 1,2 のお

図12　同軸ケーブル断面図

のおのの外部導体で形成する平衡回路 p，と二つの外部導体と鉛被とで作る不平衡回路 n，を取ることができる．外部導体は一般に両端末で鉛被に接続されているから，この条件を入れると漏話はつぎの式で表わされる[15]．

$$N\times T:\ \frac{V_2(0)}{V_0}=\frac{Z_K^2}{4Z_0\gamma_0}\left(\frac{1}{Z_p\gamma_p}-\frac{1}{4Z_n\gamma_n}\right)(1-e^{-2\gamma_0 l})$$

$$F\times T:\ \frac{V_2(l)}{V_0}=-\frac{Z_K^2 l}{Z_0}\left(\frac{1}{Z_p\gamma_p}-\frac{1}{4Z_n\gamma_n}\right)e^{-\gamma_0 l} \tag{9}$$

ここで γ_0, γ_p, γ_n; Z_0, Z_p, Z_n はおのおの同軸対，p 回線，n 回線の伝ぱん定数および特性インピーダンスであり，また式 (9) では $\gamma_p, \gamma_n \gg \gamma_0$ と仮定している．Z_K は外部導体の結合インピーダンスであって外部導体を流れる全電流と導体表面の起電力との比として定義される．二次定数をブリッジで測定し，結合インピーダンスを求めれば，式 (9) から漏話が計算できる．結合インピーダンスは図 13 のごとき回路で測定するが，2.6 mm 同軸対の場合はしゃへい鋼テープを無視して外部導体のみの計算結果を用いてもほとんど差を生じない．実際のケーブルの漏話は図 14 のごとくにして測定する．

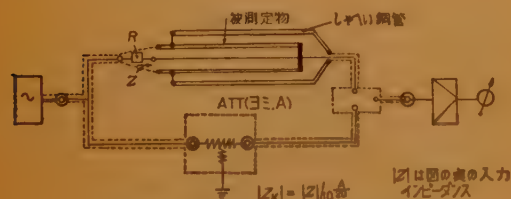



図 13　結合インピーダンス測定回路

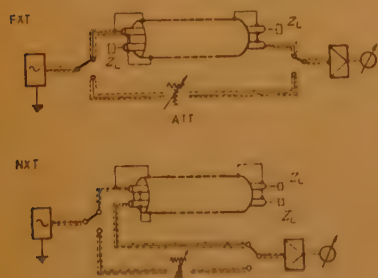



図 14　同軸ケーブル漏話測定回路

(iii)　パルスによる漏話の測定[16][17]　ケーブルの誘導対に適当なインパルスを送り，被誘導体の漏話波形を観測すれば，ケーブル内部の結合の分布を直視できるために漏話解析の手段として注目されている．

波形 $U(t)$ のパルスを加えた場合の近端漏話は

$$X_n(p)=U_0(p)\int_0^l K_n(p)e^{-(\gamma_1+\gamma_2)x}dx$$

$K_n(p)$ は近端漏話結合係数であるが，実部を無視すると

$$K_n(p)=p\,\theta(x)$$

また，ケーブルの減衰を無視し，伝ぱん速度を v とすると

$$\gamma_1+\gamma_2=\frac{2p}{v}$$

とおける．故に

$$X_n(p)=U_0(p)p\int_0^l \theta(x)e^{-\frac{2p}{v}x}dx$$

逆変換するると

$$\chi_n(t)=\frac{v}{2}L^{-1}U_0(p)\underset{f}{x}\theta\left(\frac{vt}{2}\right)\ 0\leq t\leq\frac{2l}{v}$$

さらに $U_0(p)$ に単位関数をとると

$$\chi_n(t)=\frac{v}{2}\cdot\theta\left(\frac{vt}{2}\right);\quad 0\leq t\leq\frac{2l}{v}$$

となり，結合係数 $\theta(x)$ がそのまま直視できることになる．

同様にして遠端漏話は

$$X_f(p)=U_0(p)\int_0^l K_f(p)e^{-\gamma_1 x}e^{-\gamma_2(l-x)}dx$$

$K_f(p)$ は遠端漏話結合係数であるが前と同様に実部を無視すると

$$K_f(\theta)=p\,\pi(x)$$

さらに

$$\gamma_1=\gamma_2=\frac{p}{v}$$

とすると

$$X_f(p)=U_0(p)e^{-\gamma l}p\int_0^l \pi(x)dx$$

$U_0(p)$ に単位関数をとると

$$\chi_f(t)=\delta\left(t-\frac{l}{v}\right)\int_0^{\frac{l}{v}}\pi(x)dx$$

$$=v\cdot\delta\left(t-\frac{l}{v}\right)\int_0^{\frac{l}{v}}\pi(vt)dt$$

したがって遠端漏話は $t=\frac{l}{v}$ の時間に送信パルスの微分形が 1 個だけ表われ，その大きさは結合の総和に比例することになる．図 15 は半値幅 0.2 μs の自乗正弦波パルスと矩形波とを用いて市内中継線 0.65 mm, 1.9 km を測定した例である．図で (i) (ii) は N×T, (iii) は F×T であり，また (iii) の Y 軸は実効漏話減衰量である．

(i) N×T
0.2 μs パルス
Y軸：53 dB/cm
X軸：0.4 μs/cm

(ii) N×T
30 μs 矩形波
Y軸：68 dB/cm
X軸：0.2 μs/cm

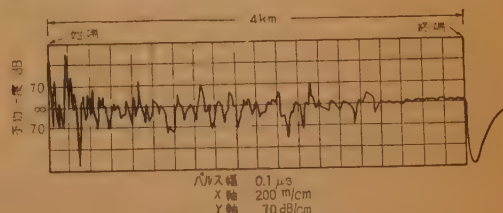
(iii) F×T
0.2 μs パルス
Y軸：27 dB/cm
X軸：2 μs/cm

図 15　パルス漏話波形

図 16　同軸用パルス試験器ブロックダイヤ

図 17　パルス反射波形

（4） 高周波ケーブルにおけるインピーダンス不均等性の測定

ケーブル内部の局部的インピーダンスは寸法その他の変動のために一定の平均値（特性インピーダンス）のまわりに変動する．これをインピーダンス不均等性という．インピーダンス不均等によって長さ方向に連続的に微小な反射波を生じ，その結果入力インピーダンスの変動や多重反射による続流をもたらす．続流はテレビ伝送に対して妨害となるから，不均等はできるだけ小さくすることが必要である．続流は非常に小さく，受端において直接測定することに困難なので一般に送端において反射波を利用して間接的に測定する．その測定法には入力インピーダンス特性の変動を求める静的測定法と，伝送帯域に対応するインパルスの反射波形を観測する動的測定法とがあるが，前者は相当に面倒であり，続流との関係もまだ充分に明確になっていないので，最近は専らパルスによる測定が行なわれている．同軸ケーブルのパルス試験法はインパルスを三巻変成器を通してケーブルに送り，不均等部分からの反射波を増幅してオシロで観測するもので，このときのパルス波には占有帯域が最も狭い自乗正弦波を用い，その半値幅を 0.05 μs，0.1 μs および 0.2 μs に切換えて使用する．0.2 μs は 4 Mc 伝送に対応するもので布設した1中継所区間長の測定に使用し，0.1 μs と 0.05 μs はケーブル工事中の試験およびケーブル製造長の検査に用いる．図16はパルス試験器のブロックダイヤ，図17は同軸ケーブル 4 km の測定結果である．このパルス試験器はケーブルの減衰のために測定距離が大きくなるにつれて測定精度が急激に低下する欠点があるが，それを改善するために伝送ひずみを測定点に応じて連続的[18]あるいは単位長[19]ごとに等化するパルス試験器が発表されているが，ケーブル全長を一様な精度で測定できるものとして注目されている．

文　献

（1） 小林：電試彙 2，p 15（昭 13-01）.
（2） 小林：同上 3，p 305（昭 14-05）.
（3） 山中，佐藤，小林：電試彙 3，p 706（昭 14-11）.
（4） 小林：信学誌 35，p 305（昭 27-07）.
（5） H.T. Willhelm.：B.S.T.J. 31，No. 5（1952-09）.
（6） 小林：電試彙 2，p 349（昭 14-06）.
（7） 平川：昭 31 連大 735.
（8） 平川：昭 35 連大，229.
（9） 中村：昭 34 連大，1112.
（10） 八田：昭 33 連大，313.
（11） 坂見，森定：特許出願公告，昭 35-2131
（12） 森定：同上，昭 35-2132.
（13） 柴沼，金子，清水：通研月報 7，p 550（1954-11）.
（14） 柴沼，清水：同上 9，p 101（1956-03）.
（15） H Kaden：EFD. H 50，p 366（Aug. 1938）.
（16） 楠井：信学誌 38，p 188（昭 30-03）.
（17） 宇野，山田，関口：昭 29 連大，573.
（18） G. Comte：l'onde Elec. No. 327，p 514.（June 1954）.
（19） 横瀬，林，藤田：昭 35 連大 1782.

4・6　無線機器の測定

UDC 621.317.34
621.396.4.029.63

A.　マイクロ波中継の測定*

正員 太田正光　正員 稲毛信衛
（電気通信研究所）

（1） は し が き

周波数変調方式によるマイクロ波中継曲線が開通してからすでに6年（電々公社4 000 Mc 回線）になるがこの間中継機器について多くの改良が加えられ，その特性と安定度の向上は著しいものがある．1システムの収容チャネル数は逐次増加し，現在の機器は 600～960 ch の伝送が可能であり，近く 1800 ch 以上を目標とした直接中継方式も実用化されようとしている．これに伴って機器および回線の規格はますます厳格となり，高確度の測定器が要求されている．一方部品の信頼度の向上等により，保守に際して当初行なわれていた多くの測定項目を整理して，最も重点的な項目に集約するようになった．たとえば最近の中継機の保守はレベルおよび μ-*IF* 振幅特性の測定に限定しているが，さらに中継機の小形化と共に保守用測定器としては小形可搬のものが望まれて来た．したがって今後は研究，製造，建設を目的とした測定器の高確度化と，保守のための測定器の簡易化の傾向をとるものと思われる．

以下各測定について述べるが，マイクロ波中継の測定については，先に本会誌広帯域伝送方式特集号[1]にも発表されているので，なるべく重複を避け主としてその後の発達について記すことにする．

（2） 機器に関する測定

（a） 振幅特性の測定

マイクロ波中継機の振幅特性の測定は掃引発振器を用いてブラウン管上に周波数特性を直視させる方法で行なわれている．直視法は単に広帯域測定が簡単にできるというだけでなく，中継機の調整操作を行なう場合に非常に便利なので，マイクロ波技術の進歩と共に急速に発達し現在では広く普及している．掃引の繰返しは残光性のブラウン管を用いれば遅くともよいわけであるが，調整による特性の変化を瞬時に見たいこととか，二現象の必要があることとかで自ら制約があり，通常電源周波数に同期させる．

掃引発振器の種類も色々あり，マイクロ波ではクライストロン[2][3]後進波管[4]あるいは進行波管[5]を用いたものが開発されているが，中継機の測定の場合は所要帯域幅が 20～30 Mc 程度であるので専らクライストロン発振器を用いている．クライストロンも，① リペラ電圧による電子同調を利用する方法，② 機械的に共振周波数を変える方法，③ フェライトを発振空胴に挿入し外部から磁界を加えて導磁性を変化させる方法[6]等があるが，出力の周波数特性の点で ② が最も優れている．この場合 4000, 6000 Mc 等で 30 Mc の帯域で偏差 0.5 dB 以下に入る．中間周波の掃引発振器としては，コアの導磁率を変化させる方法，ダイオードの抵抗変化による並列回路の結合度変化を利用する方法，可変容量ダイオードを用いる方法，機械的に容量を変化させる方法等があり，いずれも一長一短がある．

検波器としては従来より鉱石検波器が用いられた．鉱石検波器は感度がよく回路構成も簡単であるが，感度の周波数特性があり鉱石の互換性もよくないので，0.3dB/30 Mc 程度の偏差を考えなければならない．

また中継機と測定器とを接続する場合コードが用いられるが，両端に非整合があれば，いわゆる long line effect により伝送電力に脈動が生ずる．

これらの誤差を総合すれば 0.8～1 dB に達する．しかしマイクロ波中継の多重化が進むにつれ，測定確度の大幅な向上が要求された．このため，① 検波器にバレッタを用いる．② 掃引発振器に自動出力制御(APC) をかける．(3) long line effect を除くため検波器は中継機に直結させ，APC も中継機との接続点で行なう等の対策が講ぜられた．その結果現在は 4000 Mc および 6000 Mc 帯で図1のような構成で測定確度 0.1 dB の振幅特性測定架が実用化されている[7]．

* 4.6-Measurements in Radio System. (A)-Microwave Repeaters. By MASAMITSU OTA and NOBUE INAGE, Member (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). [資料番号 4841]

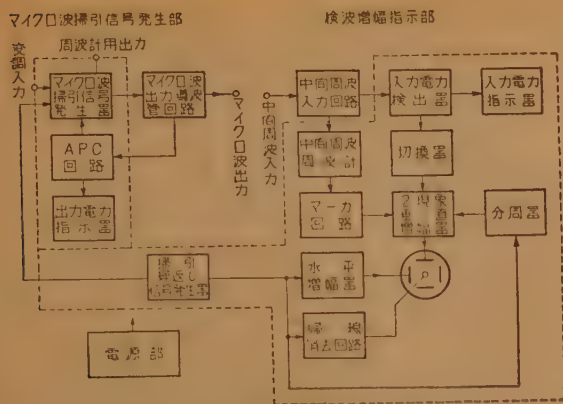



図 1　μ-IF 振幅特性測定器の構成

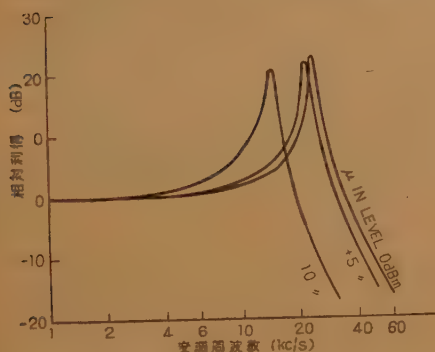



図2　バレッタ検波回路の応動特性

バレッタ検波器は感度の周波数特性がよく入力インピーダンスも良好であるが，これに反し感度そのものが悪く-10 dBm以下では使用困難であり，また時定数が大きいため応動周波数特性が悪い欠点である．バレッタ自体のしゃだん周波数は約 300 c/s 付近であるが，これを電力計に用いられているような自動平衡回路に組込めば二次振動系を構成することになり図2のような応動特性となる[8]．中継機振幅特性の波形に含まれる高調波成分は 50 c/s 掃引の場合ほとんど 1 kc 以下に入っているので実用上これで充分である．APC はバレッタ検波器を検出素子として行なうが，回路構成を工夫することにより 1 kc 以下の APC 信号に対しループ利得 25 dB 以上がとれている[9]．

図 3　振幅性測定架の外観

ブラウン管上の図形は検波波形と基線とをそのまま表示したのでは精度が足りないので，フルスケールが 1 dB となるように拡大する，この場合検波出力と -0.5 db 出力とを二現象で切替えてブラウン管上に表示し利得を調整して目盛に合わせる．

図 3 はこの測定架の外観である．

(b)　遅延特性の測定

遅延特性の測定法は Nyquist および Brand[10] の測定原理に基づくもので，200 kc の副搬送波を用いてマイクロ波信号を周波数変調し，副搬送波が

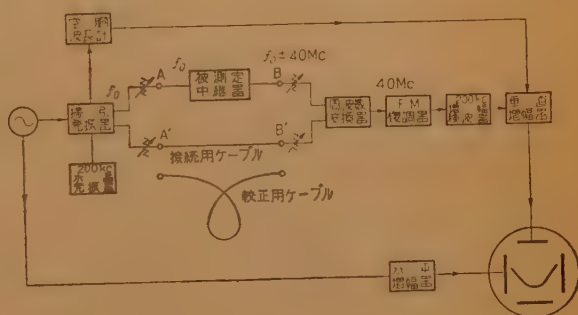



図 4　4000 Mc 帯遅延特性測定器の構成

中継機を通る間に受ける位相変化を検出しようとするものである．この場合も振幅特性と同様掃引発振器を用いてブラウン管上に直視させる．

図 4 は従来広く用いられていた 4,000 Mc 中継機に対する遅延特性測定器の構成図である．これは中継機の送受信周波数の間に一定の周波数差（4,000 Mc の場合 40 Mc）があることを利用したもので，比較的簡単に遅延特性の測定ができる[11]．しかしこの測定法の欠点は掃引発振器のクライストロンが掃引帯域内で 200 kc の変調感度偏差を有すると誤差になることである．クライストロン 4 V 27 では ±10 Mc の帯域で 2～3% の変調感度偏差があり，誤差はこれに中継機の遅延時間（200 mμs 程度）を乗じたもので数 mμs となる．

960 ch 以上の伝送に対しては中継機の規格が 1 mμs を必要とするので別の方式により確度向上を図っている[12]．高確度遅延特性測定器の構成を図 5 に示す．この測定法の特長としては，① 受信部 40 Mc 信号は掃引を受けないのでこの部分の遅延特性は誤差に

図 5　6000 Mc 帯中継機用遅延特性測定器の構成

図 6　二乗形の例

ならない．② 周波数弁別器出力の 200 kc は振幅が一定であるので振幅の変化による位相の誤差を生じない．③ 逓倍器は良好な振幅制限器として動作するので雑音の振幅変調成分はほとんど完全に除かれる，等が挙げられる．

この方式で問題となるのは周波数変換器の遅延ひずみと 40 Mc 増幅器および振幅制限器における AM-PM 変換である．周波数変換器についてはマイクロ波入出力に単向管を挿入し，かつ送信部において FM 発振器の 200 kc AM 分を取除くことにより，また受信部においては変換器中間周波出力側を整合終端することにより，周波数変換器の遅延ひずみを除去できる．また AM-PM 変換については 40 Mc 検波出力をクライストロンのグリッドに帰還する APC を施すことにより除去できる．この装置の測定精度はブラウン管上フルスケール（80 mm）が 10，5，1 mμs の 3 段階に切替えられ，確度は 0.2 mμs 以上である．雑音は被測定系の雑音指数によっても支配されるが 0.2～0.3 mμs 程度である．また受信部入力レベルによる指示値の変化は 0～24 dBm の変化に対して 0.2 mμs 以内である．

(c)　インピーダンスの測定

超高周波におけるインピーダンスの測定は，伝送路の波動インピーダンスで規格化されたものとして測定されることが多い．規格化インピーダンスと反射係数との間には $\Gamma=\frac{z-1}{z+1}$ の関係があり，伝送路中の定在波比との間に $|\Gamma|=\frac{s-1}{s+1}$ の関係があり，これらはスミス図の上に明瞭に示されている．最近のインピーダンス測定に対する要求は，マイクロ波通信等の広帯域化にともなって，ますます微小な反射をも対象とし，かつ簡単に正確に測定されることが要求されている．

微小な反射の測定に対して，まず図 6，図 7 に示すように定在波比を拡大することが考えられている[13][14][15]．図 6 は定在波比を二乗する方式であり，図 7 は二探針あるいは方向特性結合器を用いて，結合の方向性を利用して任意の拡大率を得る方法である．この場合には

図 7　拡 大 形 の 例

$$b_3=b_G(S_{31}+S_{21}S_{32}\Gamma_L e^{-j2\beta l})$$
$$=b_G S_{31}(1+K\Gamma_L e^{-j2\beta l})$$
$$K=\frac{S_{21}S_{32}}{S_{31}}$$

となって任意の拡大率が得られる．しかし拡大率をあげれば感度が低下し，構成要素の残留が拡大の限度を与える．

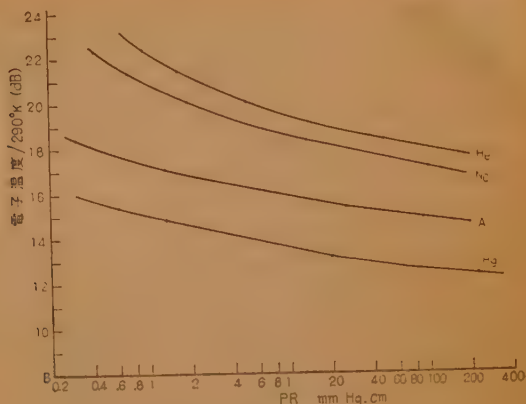
定在波比 1.0001 の反射はその入射に対して 86 dB の減衰であるから，微小量測定[16] からは十分実現し得る程度であるが，構成要素の迷回路による漏えい量が普通これより大きく，これらは分離されなければならない．これを実現するもっとも簡単な方法は漏えい量を消去[23] することであるが，これには完全無反射端を必要とし，かなりむずかしい．しかし可動無反射端を用いて 1.00001 程度まで可能にしている[17]．また FM レーダ方式によって周波数的に分離することも可能であり，反射量のみに特定の情報を与えて分離することがよい方法で，位相方向性結合器を用いたもの[18] はこのよい例と考えられる．

図8　4Gc 帯信号発生器出力の VSWR

図9　終端短絡の抵抗減衰器の減衰量とインピーダンス

図10　PR 対電子温度

微小な反射を知ると同時にある周波数範囲の周波数特性を直視[18][19][20][21][22]したい要求が起こるが，これは電源周波数を掃引することによって達せられる．図8は反射の絶対値のみを示したものであり図9は位相方向性結合器によるインピーダンス直視装置による結果を示している．

直視的なものの微小量に対する問題は電源出力，増幅器，および指示器等の不安定による誤差で，これらは零位法によって解決される．零位法によるには普通標準が必要とするわけであるが，これも微小レベル測定技術[16]によって達成でき，1.0001 程度の微小定在波の測定が可能になっている[17]．微小定在波を問題にする場合にはその基準にも疑問の目を向けるべきで，したがって伝送路の寸法の絶対値，膨脹および結合等すべて新しい問題として考慮されなければならない．

(d)　**雑音指数の測定**

機器の測定の重要な一つに雑音指数がある．よく知られているごとくこの測定には信号発生器による方法と雑音発生器による方法とがあるが，雑音発生器によるのがいろいろな点ですぐれている．

雑音発生器としては現在放電によるものがもっとも適当であり，UHF 帯からミリ波帯までもっぱらこれが用いられている．1949 年 W.W. Mumford によって発表されてから種々検討され，電子温度との関係も

表1　雑音温度の測定値

周波数 (Gc)	ガ　ス	ガス圧 (mmHg)	放電電流 (mA)	雑音温度 Tn(°K)	Tn/290°K (dB)	参考文献
4	けい光灯	—	100	11,400	15.9	B.S.T.J. 1949. 10
37.5	アルゴン	20	35	11,500	16	Proc. I.R.E. 1954. 5
〃	ネオン	30	40	21,000	18.2	〃
28.6	アルゴン (V1881)	—	180	11,140	15.73	P.I.E.E. 1956. 9
9.4	〃	—	180	10,590～11,050	15.5 15.7	P.I.E.E. 1958.11
2.86	水銀 (けい光灯)	—	100	11,545	16.0	P.I.E.E. 1956. 9
10	アルゴン	—	60	15,100	17.2	Philip. Telecom. Review 1957. 4
10	ネオン	6	125	21,700	18.75	〃
3	けい光灯 (6W)	—	—	9,500	15.15	J.A. Phys. 1958.8
〃	アルゴン	15	40	10,300	15.5	〃
10	アルゴン	10	250	12,500	16.3	通研成果報告 1959. 4
4.2	けい灯光 (10W)	—	100	1,300	16.5	〃
4.0	〃	—	100	11,900	16.1	電気連大 1954.5
〃	〃	—	200	11,650±62	15.5±2	本誌 1960.1
4.2	ヘリウム	3	250	23,600	19.1	通研成果報告 1954. 4
〃	アルゴン	1.1	250	10,990	15.8	〃

図 11　アルゴン放電管

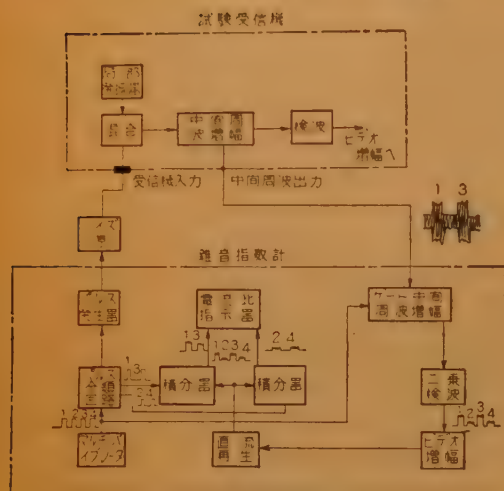



図 12　直読雑音指数計
(Magnetic AB 社説明書より)

調べられている [16][24][25][26][27][28]．Schottky の理論によれば電子温度はガスの種類，圧力(P)，管半径(R)によって異なり，PR との関係は 図 10 のごとくであるが，雑音温度の測定結果によれば，電子温度と雑音温度は P の大きい所ではかなりよく一致するが，小さい値では相当のひらきがある．したがって現在その絶対値に関してはいずれの国においても熱雑音発生器等によって決定されなければならないとされている．各所における測定結果を表 1 に示しておく．

けい光放電灯の放電気体は混合されたもので周囲温度によって蒸気圧が変化する故に当然温度特性をもつが，アルゴン等を一定圧力で封入した放電管は周囲温度によって蒸気圧が変化しないから，その出力は温度に無関係で一たん校正すれば安定に標準として用いることができる．図 11 は 10 Gc 用として試作されたアルゴン封入管である．このように作られた放電管を適時導波管にマウントとして雑音発生器にすることができる．

雑音指数測定においても機器の調整の便と測定の迅速性から直読雑音指数計が要望せられ，図 12 のごとき構成の測定器が実用されている．この場合放電管が断続されるから，無反射端で終端さるべきで，したがって放電時および断における減衰量からその出力は式(1)[29] のごとく補正されなければならない．

$$\frac{t_E-1}{t_D-1}=1-\frac{L_C}{L_T} \qquad (1)$$

t_E：実効雑音温度比 (290°K=1)
t_D：電子温度比
L_C：放電しない場合の損失
L_T：放電時の損失

また放電管マウントのインピーダンスが被測定機器の内部雑音にきわめて大きく影響[30] する故に，測定にあたっては注意されなければならない．

(3)　回線に関する測定

(a)　電話伝送の測定

電話伝送に対する回線品質は信号対雑音比の問題に帰するが，この測定は雑音負荷法による準漏話測定装置により端局間で行なわれる．これについては本特集号の搬送機器の測定の項に譲り，ここでは回線遅延特性の測定について述べることにする．

現在施設されているマイクロ波回線はヘテロダイン中継方式によるもので，変復調機と送受信機との接続は中間周波で行なわれており，また回線切替分岐も中間周波段で行なわれる，したがって回線用遅延特性測定器[31] は中間周波で接続するのが便利である．もちろんビデオ段からビデオ段までの測定も必要である．図 13 にその構成を示す．特性は ブラウン管上に直視され，フルスケール 50 mμs，100 mμs，278 mμs に切換えて測定できる．

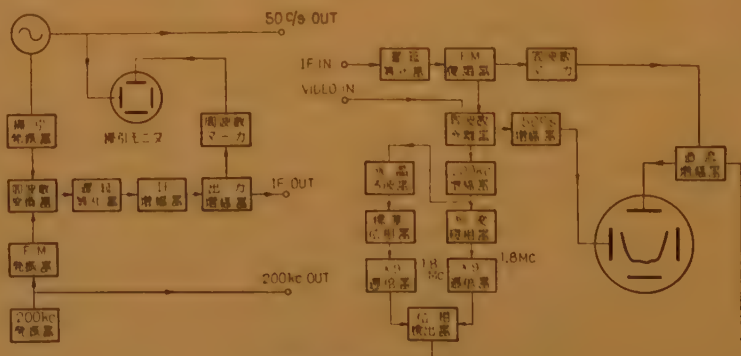



図 13　回線用遅延特性測定器の構成

この測定器の特異な点は送信部，受信部をそれぞれ地理的に離れた二地点に分離して使用することで，このため，つぎのような技術的問題が含まれている．第1に遅延特性測定器は本質的に測定器自身に遅延ひずみを発生する回路を有しており，また遅延ひずみと等価な誤差を生ずる原因が多いことである．したがってある局の測定器の送信部を相手局の測定器の受信部とを組合わせた場合に生ずる測定器の内部遅延特性が測ろうとする回線遅延特性に比して無視できる位に小さくなければならない．このことはさらに各端局との対向試験を考えれば測定器の送信部および受信部の遅延特性がそれぞれなるべく平坦であることが望ましい．

第2に受信部において副搬送波の 200 kc を位相検波する際に必要な 200 kc 基準信号を受信内部で作り出さなければならない．これは水晶ろ波器で行なわれるが，その共振周波数は送信部の 200 kc 発振周波数と共に極めて安定であることが必要である．

しかしながら特に第1の条件についてはこれを長期間にわたって維持することは困難であり別に標準となるようなものを置いて時々較正する必要がある．この標準は FM 発振器にクライストロンを用い無線端局に設備されているマイクロ波掃引発振器と組合わせて使用するもので，200 kc の AM 分がなく AM-PM 変換による誤差を生じないこと，掃引出力が平坦で非直線回路の影響を受けないこと，中間周波が広帯域で遅延ひずみが小さいこと等の利点があり極めて安定である．

また測定器の安定化については種々の提案がなされており，図14 に示すのはその一つである．これは水晶ろ波器出力で受信局部発振器を FM し受信部遅延特性の影響を受けた波を基準信号とすることにより副搬送波が受信部において受ける位相変調を打消そうとするものである．

(b)　テレビ伝送の測定

テレビ伝送に対しては直線性，周波数特性，S/N の測定が行なわれ，カラーテレビの場合はさらに微分利得 (DG) 微分位相 (DP) の測定が必要となる．しかしこれらの測定とそれに伴う機器の調整は回線の休

図 14　遅延特性測定器改良の一方式

止時間中に行なわなければならず，テレビ運用時間の増加と共に保守の負担が大きくなる．

これに対してテレビ信号伝送中に特性測定ができれば便利であり，米国をはじめとして研究が進められている[32]．テレビ信号には垂直帰線期間があり，ここには映像が乗らないのでこの一部に試験信号を挿入して伝送特性を測定する．垂直帰線期間は水平ライン数で 21 ライン以下であるが，最後から 2～6 番目位の間に試験信号を挿入すれば，受像画面より上方に位置するため画面に妨害を与えることがない．信号を挿入するライン数は信号の種類にもよるが，通常4ライン以下でよい．試験信号の用途は上記各特性の測定および調整を行なうほか，映像および色度信号のレベルを定めるにも有効であり，さらに将来は各特性を補正するよう自動制御を行なうことも考えられる．図15 は 3.6 Mc を重ね合せた階段波信号を挿入した状態であるが，試験信号としてはこの外マルチバースト信号やウインド信号等がある．

図 15　垂直帰線期間に挿入された試験信号

試験信号をテレビ信号中に挿入するにはビデオ伝送路にキイヤを接続して行なう．キイヤは垂直同期パルスを基準としてこれより一定時間遅れて 1～4 個のキイヤパルスを発生する．試験信号発生器から出た所要の試験信号はキイヤパルスによりゲートされて伝送路に送出される．また受端において試験信号を除去する必要があるときは除去装置が用いられる[33]．これはキイヤと異なり，伝送路中に若干の回路が挿入されるため，その DG, DP 特性，直線性等が良好でなければならない．また試験信号を除去したあとの痕跡が充分小さく，映像レベルの変動に対しても変わらないことが必要である．

つぎにカラーテレビの場合に必要な DG, DP の測定[34][35]であるが，現在この測定に用いる試験波形についての国際規格はまだ決定していないので，いかなる波形を用いるかが問題となる．しかし実際の使用状態に近い状態で測定することが望ましいので，水平同期信号を挿入すること，映像の平均レベルを変化して測定すること等が考慮され，図16 の

図 16　テレビ試験波形

ような波形が用いられている．(a) は固定レベルの矩形波と可変レベルの矩形波とを交互に繰返し，レベルの変化は水平同期より充分長い時間で掃引してこれに 3.6 Mc 副搬送波を重ね合せたものである．この方法は掃引が遅いため所要帯域が狭くてよいので雑音の点で有利である．(b) は 4 水平ラインに 1 ラインのこぎり状波信号を用い，これに 3.6 Mc を重ね合せ，他のラインは矩形波で白または黒レベルに設定してある．

DG, DP 特性もブラウン管上に直視するのが便利である．DP の測定を DG の影響なく行なうため位相弁別器または同期復調器が用いられ，DG 10% のとき DP の誤差は 0.1° 以内に入る．

(c)　伝ぱんの測定

無線回線の設計および置局選定に対して，中継所間の伝ぱん特性をよく知らなければならない．電波の伝ぱん状態は気象にきわめて深く関係しているから昼夜を分たず長期にわたって伝ぱんの試験をおこなわなければならない．従来の電界強度測定器ではその不安定のために常に監視しながら測定をおこなわなければならなかったが，これは長期間の測定に対してきわめて不満足なことであり，無人で結果が得られることが望ましい．以上のことを満足し正確な測定ができるように図 17 のような電界強度測定器が考えられた[36]．すなわち測定器内に基準レベル発生器が設けられており，これを 16 kc で切換えて入力と交互に受信部に加えられる．この基準レベルによって AGC をおこない，常に電界強度測定器の総合利得を一定にするものである．回路構成よりあきらかなように，この基準発生器のレベル変動は測定系の利得に影響はない．局部発振器は 16 kc で切換えられると同時に 200 kc で変調される．したがって入力信号は常に 16 kc で時分割的に受信されると同時に 200 kc で AM されているからゲート 4 を通り，検波 1 で検波された後には入力はすべて定周波数 200 kc に変換されている．このため検波 1 以降の増幅器は負帰還によってきわめて安定に増幅がおこなわれ，割合容易に図 18 のごとき特性の対数圧縮器が得られる．すなわち 30 dB のフェージング範囲が直線的に記録できるわけである．

図 17　電界強度測定器系統図

図 18　対数圧縮特性

普通のレコーダによって得られた電界強度の記録から，回線設計等に必要なる資料を得るためには，そのぼう大な測定結果を適当に整理整頓されなければならない．これはきわめて大きな労力を必要とする仕事である．これを正確に能率よくおこなうために，電界強度測定器の検波出力を適当なレベルに分割してディジタルに電界強度を計数し，フェージングの頻度を自動的に知る方法が講ぜられている．この方法によれば普通の記録計によって記録するよりはるかに早い速度でサンプリングが可能である故に，レコーダにあらわれない急激な変化も知ることができる．

いわゆる電界強度測定器は二点間の電波の伝ぱん状態を知るものであるが，電波の利用が高度化されて一か所にふくそうするようになると，お互いに回り込み干渉が問題になってくる．これは空中線の改良開発によって改善されているが，空中線の設置

場所の近傍における反射によって回り込むものも適確につかまなければならない．これらは特に市街地に設けられる統制中継所等において重要なこととなる．すなわち電波利用の能率化と回線品質の向上と共に二点間の伝ぱんの状態を知ると同時にこまかく空中線の位置方向の選定のための測定が必要となってきている．この目的のために図 19 に示すようにパルスで変調された電波を送信地点より送り，受信点において一つの空中線は正確に送信所の方向に向け，もう一つの空中線は回転して受信点の近傍の反射を受信し，固定空中線よりのパルスと回転する空中線よりのパルスとをブラウン管上に観測して近傍反射の位置および大いさを測定することが考えられ，実用化の段階にある．

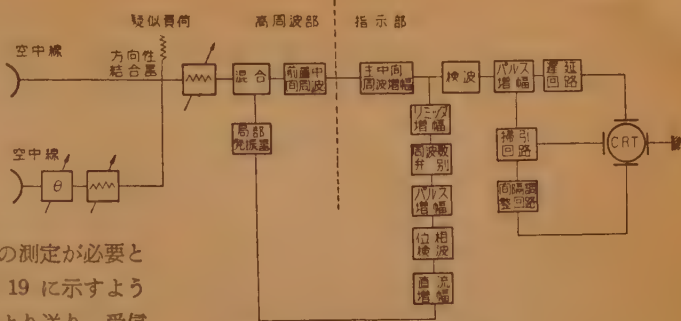



図 19　近傍反射測定器系統図

文　　献

(1) 菅原，柴沼："広帯域伝送用測定装置"，信学誌 40，4，(1957-04).

(2) 菅原外："広帯域無線中継機調整用測定架"，通研月報 9，10 (1956).

(3) D.A. Alsberg : "6 kMc sweep oscilator", Trans. I.R.E, PGI-4 (1955).

(4) たとえば D.E. Wheeler, P.D. Lacy : SHF frequency sweeper uses backward-wave tube. Electronics 31, 1 (1958-01)

(5) A. Lauer : "Anwendung der Wandfeldrhöre in der Messtenik", Elekt. Rundschau, 10, 7 (1956).

(6) 石川外："フェライトを用いたマイクロ波掃引発振器"，昭 33 信学全大 153.

(7) 太田，杉浦："6000 Mc 帯掃引発振器と超精密振幅特性直視装置"，昭 34 連大 843.

(8) 岸本，淵村，堀，関谷："バレッタを用いた検出器について"，昭 34 信学全大 221.

(9) 太田，杉浦："バレッタを用いた自動振幅制御"，昭 34 信学全大 222.

(10) H.Nyquist, S. Brand : "Measurement of phase distortion", B.S.T.J. 9, 3 (1930).

(11) 牧野，太田："極超短波遅延特性測定装置"，通研月報 9，5 (1956).

(12) 牧野，秋元："マイクロ波中継機遅延特性測定の一方式"，昭 34 連大 844.

(13) R.W. Beatty : "Magnified and squared VSWR reponses of microwave reflection coefficient measurements", Trans. I.R.E. MTT-7, 3, p 346 (1959).

(14) G.F. and Engen, R.W. Beatty : "Microwave reflectometer technique", Trans. I.R.E. MTT-7, 3, p 351 (1959).

(15) 押本："微小な反射係数の測定法"，昭 32 信学全大 152.

(16) 稲毛："超高周波微小電圧電力の測定"，通研実報 8，11，(1959).

(17) 河津，稲毛，江戸："マイクロ波微小反射係数測定器"，信学誌本号

(18) 土屋："位相方向性結合器を用いたインピーダンス直視装置"，昭 33 信学全大 126.

(19) 二宮，宮本，柳："4000 Mc 帯広帯域 VSWR 直視装置"，通研月報 10，11 (1957).

(20) 押本："反射係数直視装置"，昭 33 連大 891.

(21) 岡村，大越："マイクロ波インピーダンス直視装置"，昭 34 信学全大 241.

(22) 小原，岩片："フェライトを用いたマイクロ波インピーダンス直視装置"，昭 34 信学全大 243.

(23) В.К. Парамонов : "Измерение Малых Коэффициентов Отражения в Щироком Диапозоне Частот с Помощью Т-Моста", Электросвязь, Том 13, 5 стр. 28 (1958).

(24) W.W Mumford : "A Broad band microwave noise source", B.S.T.J. 28, p 608 (1949).

(25) P Parzen, L. Goldstein : Current fluctuation in the D.C. gas discharge plasma", Phys. Rev., 82, p 724 (1951).

(26) 林："けい光放電灯のマイクロ波雑音出力の放電電法特性"，昭 29 連大 548.

(27) 林："グロー放電におけるマイクロ波雑音"，信学誌 43，p 50 (1960).

(28) E.W. Colling : "Noise and electron temperature of some cold cathode argon discharge", J.A. Phys. 29, 8 (1958).

(29) W.H. Spencer : "Broad band UHF & VHF noise generator", Trans. I.R.E. (Oct. 1955).

(30) C.H. Mayer : "Improved microwave noise measurement using ferrites", Trans. I.R.E. MTT-4, 1 (1956).

(31) 菅野，太田，牧野："マイクロ波回線用遅延歪測定装置"，通研月報 4，4 (1955).

(32) J.R. Popkin-Clurman, F. Davidoff : "New TV signals for testing and control during programming", I.R.E. Nat. Conv. Rec. Part7, (1957).

(33) 同上："A deleter-adder unitfor TV vertical interval test signals", I.R.E. Nat. Conv. Rec. Part 7 (1959).

(34) H.P. Kelly : "Differential phase and gain measurements in color television systems", Trans. A.I.E.E. (Nov. 1954).

(35) 前田，藤田："カラーテレビ回線の微分位相測定"，テレビジョン 13，9 (1959).

(36) 稲毛外："高安定度電測装置"，昭 35 連大 1304.

UDC 621.317.34 : 621.396.6

B. 無線通信機の測定*

正員 栗村 俊男
（国際電信電話株式会社）

（1） は し が き

無線通信機といっても非常に範囲が広い．狭義に解釈して放送，無線航法などは除くとし，また前項のマイクロ波中継機はのぞくことにしても，VHF 中継，各種の移動無線，固定局短波通信等はふくまれることになるが，VHF 中継機の測定はマイクロ波のものと同列であり，移動無線においてはとくにとりあげるほどの特殊測定は行なわれていないと考えられるので，以下主として大きな短波送受信所において行なわれている一般高周波測定以外の測定についてのべることにする．もちろん各項目について詳細にのべる紙数はないから，各測定の立場とその概要のみをのべることにする．詳細については末尾の文献を参照されたい．

（2） 送信所における測定

(a) 出力の測定

短波送信機の出力は普通その終段増幅器に供給される直流電力から，推定動作能率をかけたり，冷却水の温度差より求めた陽極損失を差引いたりして，高周波出力を推定している．しかし最近大電力送信機には格子接地形の終段増幅器がしばしば用いられるが，この場合陰極に加えられる励振電力の一部が出力に現われるので，上の方法では正しい出力が得られない．また最近の送信機は高調波出力抑圧のため，出力回路を二重同調形とするものが多いが，この場合直流計器のみでは正しい調整を行なうことが困難なので，出力を指示する計器が必要とされる．

給電線を通過する高周波電力は，C-M 形電力計といわれる方法で原理的には比較的簡単に測定することができる[1]．この方法は容量 C，相互誘導 M をもちいて，それぞれ給電線電圧，給電線電流に比例する成分を取出し，両者の和および差から前進電力と反射電力を別々に求められるものであるが，若干の変形により正味の電力と負荷の反射係数または SWR（定在波比）を指示せしめることができる[2][3]．

C-M 形電力計は原理的には周波数に無関係に動作するものであるが，実際上は回路の漂遊容量，部品の漂遊インダクタンスのため，また感度の点からかなりの制約をうける．しかし適当に設計製作されたものは 5～26 Mc にわたり数 % の確度をもって指示を与える．また本方式の電力計は普通電力の平方根に比例する指示を与えるので，熱電対列などを用いる場合と異なり，電力の指示範囲が非常に広いことも一つの特長である．

また C-M 形電力計は単に送信出力のみならず，空中線系のインピータンス整合状態もよく示すので，空中線系のインピータンス改善に対しても効果を上げている[4]．

(b) スプリアス測定

最近は送信機の設計調整法が進歩し，往時のように運用中に寄生振動をともなっていたり，逓倍途中の周波数が漏れふく射されたり，あるいは送信機相互の混変調による不要周波数成分が発生したりすることはほとんどなくなった．もちろん送信機の新設調整段階においては，いわゆる寄生振動直視装置[5]，選択レベル測定器などを用いて検査はなされる．したがって最近スプリアスといえばほとんど高調波ふく射の意味に考えられる．

スプリアスふく射に関して従来は 30 Mc までの送信機に対しては，基本波電力の −40 dB 以下，しかも 200 mW をこえてはならないと規定されていたが，無線通信のふくそうにかんがみ，さきの 1959 年ジュネーブの国際無線会議で，おそくとも 1970 年までに −40 dB 50 mW 以下におさえるべきことが定められた．

測定法については，① 置換法，② 給電線上の電圧電流および力率を測定する法，③ C-M 結合器と較正受信機を用いる法など[6] があげられているが，① の方法は実際問題として実施はむずかしい．②,③ の方法は送信機より空中線系に送り出される電力を直接測定

* 4.6.(B)–Measurement of Radio Communication Apparatus. By TOSHIO KURIMURA. Member (Kokusai Denshin Denwa Co., Ltd., Tokyo). ［資料番号 4842］

するものであるが，これがいかなる電界強度を生ずるかについては，いまだ十分明らかにされていない．スプリアスふく射の妨害についてはその電界強度がもっとも直接的表現ではあるけれども，高調波に対するふく射機構はきわめて複雑であって，電界強度のパターンも非常に複雑で，測定する場により十数 dB 異なる値がでるのは普通であるので，電界強度をもってスプリアスふく射の大小を論ずる場合は注意を要する．なお給電線に入るスプリアス電力を完全に抑えても送信機自体からのふく射も考えられるが，これは多くの場合給電線電力に換算して数 mW 以下と考えられる．

(c) バンド幅測定

最近送信周波数安定化の技術が進歩し電波の中心周波数の変動は小さくなったので，電波相互の間隔は主として変調による側波帯の広がりによりおさえられる．しかして割当の周波数のなかで，できるだけ多くの通信量をさばくためにますます複雑な変調方式が用いられるようになったので，電波の帯域幅を監視測定するということが送信所における重要な仕事になりつつある．もちろん一旦変調方式と装置が定まれば帯域幅はあまり変化するものではないが，新しい方式，装置を採用する場合は必らず測定が必要である．

電波の帯域幅は一般には無限の広がりをもつので，どこまでをもって帯域幅とするかについては種々議論のあるところであるが，さきの 1959 年ロスアンゼルスの CCIR においても，一応ふく射エネルギの 99% が含まれる帯域幅をもって定義することが踏襲されることになった[7]．

この定義にしたがって，目的の電波が規定の帯域幅に適合するかどうかを試験するにはバンドメータ[8]がもっとも適当している．しかし帯域幅の値を測定することはかなり複雑な装置を必要とする[9]．しかも一般には帯域幅そのものを知るだけでは不十分で，スペクトラムの減衰の模様も知ることが必要であるので，スペクトラム・アナライザを用いることが多い．これは上の定義による帯域幅を直接与えるものではないから，スペクトラムのレベルと帯域幅の関係をあらかじめ求めておく必要がある[10][11]．

(d) ひずみ率の測定

送信機のひずみ率を測定するには一般に直線検波器を用いて，また SSB 電波の場合は変調器と逆の操作を行なうヘテロダイン復調器を用い，変調成分をできるだけ忠実にとり出し，これを低周波のひずひ率測定器にかけて基本波成分と高調波成分の比較を行なっている．

しかし短波大電力送信機の場合，その出力と復調器入力との間には非常に大きなレベル差があるので，測定信号をとり出すことにかなりの問題がある．短波送信機の場合，いろいろの漂遊電界が存在し，励振器あるいはそれ以前から出るもの，出力段でもプッシュプルモード，セリスモード（プッシュプッシュモード），筐体電流によるもの等いずれも相等の強度を有し，それぞれ異なったひずみ率を示すので，注意深く目的信号のみを取出さないと，はなはだしい測定誤差を生ずる．簡単に送信機出力に粗に結合して小さい電圧をとり出す方法では満足な結果が得られないことが多い．測定ケーブルが途中で他の不要信号を拾いがちであるからである．復調器を用いて低周波においてひずみ率を測定する方法は，復調器自身のひずみもふくむことになる．これは入力信号を小さくすれば十分小さくできるものであるが，前記のスプリアス入力が無視できなくなるので，大電力送信機のひずみ率を正確に測定するにはかなりの技術を必要とする．

復調器のひずみという問題をさけるために最近スペクトラムアナライザを用いて，ひずみ率を測定することが採用されている．これによれば被変調波のスペクトラムを直接観測し理論値と比較できるのでもっとも直接的な方法ではあるが，やはり上記のスプリアス入力の問題については十分の注意を要する．しゃへいの十分な測定器を用い，ピックアップコイルを送信機の各部を持ちまわると，非常にちがったスペクトラム分布が存在することがわかる．

(e) 周波数の測定

無線通信とくに短波においては周波数の利用が極度に混雑しているうえに発射電波は非常に広範囲に到達するので，たがいにその割当周波数を正しく維持しなければ満足な通信は期しがたい．このため電波を発射する場合はその許容偏差の 1/2 以上の確度を有する周波数測定器を備えて，発射電波の偏差を規正すべきことが定められている．測定を変調をかけない信号のみに限定すれば，かなり簡単な測定器でも 10^{-6} 程度の測定を行なうことができ，ことに最近は周波数カウンタの技術が進歩し測定操作もきわめて簡単になった．しかし多数の送信機をもつ大きな送信所では，変調が止まっているときのみに測定を限定することは運用上不便であるので，通信中でも測定ができることが要求される．被測定波が変調されていると測定はいちじるしく困難さが加わり，測定技術ないし測定装置は

やや高級なものが必要となる．とくに短波通信の大半を占める F1 電波（周波数偏移電信波）は本質的に周波数が変化しやすく監視測定の必要程が大きいにもかかわらず，その測定はもっともむずかしい．

変調のかかっている信号の周波数を測定するには，一般に周波数カウンタで直接測定することはできないので，その周波数を一旦連続した発振器の信号に置きかえることが必要であるが，F1 電波の場合そのマークまたはスペースの周波数と連続発振器のそれと一致したかどうかを確認することが存外むずかしい．普通用いられているゼロビート法，リサージュ法いずれを用いても正しい一致点の前後にいくつかのまぎらわしい測定点が現われ，その真偽を識別するのにかなりの熟練を必要とする．これは F1 信号のマーク（またはスペース）の期間の振動はその前のマーク期間の振動と位相的に連続していないので，上記のような方法で連続信号と比較を行なった場合，周波数差による位相の変化とキーイングによる位相変化と区別がつきにくいためである．とくに変調が周期的な場合は真の一致点ではリサージュが逐次変化してゆき，若干周波数のずれたところで静止リサージュが観測されることもある．

図 1 遅延回路による周波数測定原理図

上のような難点を解決するために図 1 のような方法が採用されている[12]．反射形遅延回路に入る信号の半周期が遅延時間 τ（往復）に等しいときは，入力と反射波が逆相で重なるため合成はほとんど 0 となる．信号周波数が上の関係からわずかにずれても合成出力の振幅位相がいちじるしく変化するので，図で (f_x-f_s) が $1/2\tau$ に合致したかどうか鋭敏に検出することができる．この方法は信号の振動周期を測定するものであるから F1 電波でも確実に測定することができ，またブラウン管上のリサージュ図形は信号周波数が変化しても常に縦横同一周波数であるから，像が回転することなく測定操作がきわめて容易である．

この測定器は現在短波回線に用いられているほとんどすべての型式の電波の個々の周波数を分離測定することができるが，将来さらに複雑な変調方式が採用されるようになれば，個々の周波数というものを測定することは困難となり，また無意味ともなると考えられる．このような場合はスペクトラムアナライザ方式の周波数測定方式が開発される必要が生ずるであろう．

（3） 受信所における測定

（a） 受信装置保守用の測定

従来受信装置試験には信号発生器，真空管電圧計などを用いて各種の特性を静的に測定していたが，これはかなりの手間を要し，しかも各測定結果は標準値に対してどの位の偏差までを合格とするかということは明確ではないので，最近では実際の通信に近い状態で総合的に試験する方法が採用されつつある．

図 2 標準 FS 信号発生器構成図

FS 受信機の場合は標準 FS 信号発生器，高レベル信号発生器，電信ひずみ測定器などを組合わせて用いる．標準 FS 信号発生器は図 2 に示すごときもので，周波数偏移変調回路は水晶制御式[13]で発振器もまた水晶制御とすることができるので，長時間の安定度試験も行なうことができる．受信機入力を加減しその出力の電信ひずみが一定値（普通 20%）に達するところをもって，最小入力感度，選択度，忠実度，AFC，AGC の応動特性等が試験できる．高レベル信号発生器を用い近接波妨害に対する選択度も試験できる．SSB 電話受信機についても同様の試験法がこころみられている．

最近短波通信において多重通信方式が多くなり，種々複雑な変調方式が採用されるようになったので，従来のように耳とメータのみでは受信状態の良否の判断ができなくなったため，直視式のスペクトラムアナライザを用いてスペクトラム分布の模様から，受信電波の型式，チャネル数，変調の有無，受信機同調の良否あるいは混信の程度，周波数的関係などの監視が行なわれるようになった．

（b） 遅延ひずみの測定

短波回線は本来その伝ぱん路そのものが非常にひずみの大きいものである関係もあって，従来受信機の遅延ひずみについてはあまり問題にされなかった．しかし最近短波電信回線は主として FS 方式が採用され

また混信，S/N 比などの関係で受信機の帯域幅は極度に狭くするようになってきたので，その位相特性，遅延特性が問題にされるようになってきた．

短波受信機用遅延ひずみ測定器も根本原理においては，μ 波用のものと同様である．測定すべき遅延ひずみも大体において被測定回路の帯域幅に逆比例してかなり大きいものであるが，測定器はまた別の面で困難をふくんでいる．すなわち帯域幅がはなはだ狭いので，測定信号の変調信号は 10 サイクルのオーダにしなければならない．このような低周波で微量の位相変化を測定することは，ハム，電源のショックなどに影響されやすく，また信号選択のろ波器も容易ではない．これがかえってひずみを発生したり雑音を拾ったりしがちである．周波数が低いため過渡時間も非常に長くなるので，精密な測定のためには周波数の掃引も十分緩やかにしなければならない．つぎに短波受信機用遅延ひずみ測定器の一例を示す．

測定周波数	2.8 Mc　100 kc　20 kc
掃引幅	±0.5 kc　±1.5kc　±5 kc　±15 kc
掃引周期	3 sec，6 sec，12 sec
測定遅延ひずみ	5 μs～5 ms　3段切替，
指示	残光性ブラウン管による直視

しかし短波電信受信機の帯域幅はますますせまくなり，100 c/s 以下のものも用いられるようになったので，このような場合はもはや変調包絡線による方法は適用困難で，他の方法たとえば矩形波に対する応動などによる測定法を用いなければならないと思われる．

(c)　クリアランス測定

有線無線をとわず通信量は年々増加の一途をたどり，通信路の拡張ということが通信関係者にとって最大の課題となっているが，短波の場合は全世界で一つの空間を共用し，周波数帯も比較的せまいうえに空中線の指向特性もあまり尖鋭にはなし得ないので，新しい通信路を開くことは非常に困難な問題である．周波数の割当は限界に達し，利用度の多い 7 Mc 代のごときは 1 kc 当り 30 波をこす混雑さである．もちろんこれら割当周波数の全部が実際に発射されているわけではなく，軍用のごとく平時はほとんど使用されないものもあり，また特定の区間の通信に対して，短波伝ぱんの特殊性から，いくつもの波が割当られており季節・時刻によってもっとも伝ぱんのよいものを選択使用しているので，割当波の実際の利用率はかなり低いものではあるが，空間に発射されている電波の数は非常なものである．したがって短波通信において通信路の拡張のためには，現にある地区で使用中であるが伝ぱんの関係でそれが到達しない地区でその波を重複使用するか，なんらかの都合で使用を中止している波を発見して使用するかのほかはない．このため多くの無線局では上のような周波数的空間を発見するため，いわゆるクリアランス測定を熱心に続けている．もちろん短時間・不定期のクリアランスは実用困難であるので，長期間連続して観測することが必要で，自動観測機[14]を用いて記録をとっている．これは一種のスペクトラムアナライザであって，受信機の局部発振器を掃引してある周波数帯内の電波を順次受信して記録せしめ，電波の存在しない周波数，時間，その前後の電波の強度，電波型式等を調べるものである．

このようにして発見されたクリアランスはもちろん受信の可能性を示すもので，新たに通信路を開設するためにはその周波数で発射される電波が他の通信に妨害を与えないかどうかを慎重に調査しなければならない．その後その周波数割当の申請という段階になる．

(d)　空中線系の測定

アンテナ利得の測定，電波の入射角，方向の測定，あるいはダイバシチ効果の測定などで，二つの空中線の出力を比較を行なうことがしばしば必要であるが，このような場合，電圧比検出装置[15]が効果的に使用

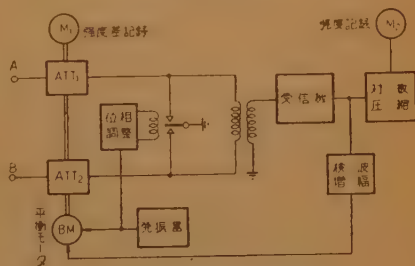



図 3　電圧比検出装置構成図

されている．これは図3のようなもので，二つの空中線出力をチョッパを用いて高速度（約 70 c/s）で交互に切替え，これによる変調成分をとり出して入力の減衰器を制御し，強い方の信号をおさえて，自動的に両信号の平衡をとり，そのレベル差を M_1 により記録させるものである．M_2 には弱い方の信号強度が記録される．この方法によると相当微弱で S/N の低い場合でも正確に測定することができる．

つぎに従来受信空中線系のインピーダンス整合をとることも案外やっかいな作業であったが，これに対して最近 SWR チェッカ[16]が重宝されている．これも原理的には新しいものではなく，一種の直指形のブリ

ッジであるが，高周波電源（普通 SG を用いる）の波形ひずみ，強い中波放送の妨害等の問題を解決して数％の確度で SWR が直指される．前記の高周波信号が局舎より供給をうけるのみで電源など一切必要としない．

(e)　方向測定

最近微弱電波でも測定可能なうえに，方向を異にする多重電波が存在する場合でもその到来方向を直視できる方向探知器が完成され[17]空中線の運用上にまた電波伝ぱんの調査に効果をあげている．

外国の放送電波を受信する場合，広い領域をもつ国の放送は同一コールサインの電波を異なった地域の局から放送されることがあるので，いずれの方向の電波であるかを確かめてそれに合致した空中線を使用する必要がある．また地球の反対側にある局（ブラジル，アルゼンチン等）の電波は，電離層の状態によりいろいろの方向から到来するので，方向探知のうえ受信空中線を選定することが必要である．混信妨害があった場合その発射地点を調べるための方向測定も重要である．

研究調査に属するものではあるが，短波の異常伝ぱんとして，スポラディック E 層，大陸散乱等による伝ぱん機構[18]の究明にも効果をあげている．

(f)　COZI

これは Communication Zone Indicator の略であって，通信可能範囲または最適周波数を調べるための測定器である．周知のように短波通信においては，その伝ぱんは電離層の状態によっていちじるしい影響をうける．一般に周波数が高いほど電離層における減衰が少なく，小電力で通信が可能であるが，あまり高い周波は電離層を突抜けてしまって再び地上にもどらないから通信ができなくなる．この限界の周波数は時刻により，季節により変化し，また通信距離によっても異なるから，場合場合により最適の周波数を用いることが重要である．普通固定局の通信は長い間の調査の結果から MUF (Maximum Usable Frequency) の予報が与えられているので，これにしたがって使用周波数の決定がなされているのであるが，電離層の状態が異状な場合，あるいは未経験の地域で通信を開設する場合には（軍用に多い）試験電波を発射して最適周波数を発見することが必要である．COZI は一地点から電波を発射し，それが最も少ない減衰で到達する距離をその地点において即座に観測できるものである．

これは短波帯における一種のレーダであって，一例として[19]パルス幅 2.5 ms，尖頭電力 500 W，繰返周波数 20 c/s で所定の周波数の電波を指向性空中線を用いて所定の方向に発射する．この電波は電離層で反射され遠方に到達するが，そこで一部のエネルギは散乱される．その散乱波のうち一部は最初の電波の通路を逆に通って発射地点に到来する．いろいろの地点からの散乱波が到来するわけであるが，もっとも強勢なものの時間おくれを測定すれば，その電波をもっともよく受信できる地点の距離を算定することができるわけである．電離層の高さの推定誤差は距離算定にあまり影響しない．この反射到来波は片道伝ぱんの2倍の減衰をうけるうえに，地上散乱の際相当の減衰（−40 dB 程度）をうけるが，数千 km の距離を往復しても相当の S/N 比をもって検出することが可能である．

文　　献

(1) 通信工学ハンドブック，p 756．
(2) M. Borchert : "Richtkoppler und Messbrücke zur auf HF-Leitungen", Telefunken Z. (Dez. 1955).
(3) 鍛冶，馬場："電力定在波比指示方式の高周波電力計"，国際通信の研究，No. 15 (1957-07).
(4) 小島，大山："送信空中線系の定在波比改善調査の成果と今後の問題"，国際通信の研究，No.24 (1960-04).
(5) 通信工学ハンドブック，p 819．
(6) 通信工学ハンドブック，p 817．
(7) CCIR 第9総会勧告 No. 230 (ロスアンゼルス).
(8) 通信工学ハンドブック p 819．
(9) CCIR 第8総会（ワルソー）文書 No. 216．
(10) 栗村："周波数偏移電信波の側帯波"，信学誌 40，p 893 (昭 32-08).
(11) 栗村："ランダム雑音による周波数変調波の側波帯" 国際通信の研究 No. 22 (1959-07).
(12) 栗村，稲葉，川田："送信所用精密周波数測定装置" 国際通信の研究 No. 16 (1957-10).
(13) 渡辺，岩橋："水晶制御式 FS キーヤー"，国際通信の研究 No. 22 (1959-07).
(14) 伊藤，児島："クリアランス観測用自動記録装置"，国際通信の研究 No. 6 (1954-12).
(15) K. Miya, T. Sasaki, M. Ishikawa ; "Angles of arrival of a signal in ionospheric forward propagation", Rep. Ionos. Space Res. Japan, 13, No. 3, (1959)
(16) 鍛冶："受信所用 SWR チェッカー"，国際通信の研究 No. 21 (1959-03).
(17) 宮，佐々木，石川："短波直視式方向探知器"，信学誌 40，p 429 (昭 32-04).
(18) 宮，河井："欧州回線における短波の伝播"，国際通信の研究 No. 25 (1960-07).
(19) L.C Edwards : "Communication zone indicator", Electronics, p 152 (Aug. 1953).

UDC 621.317.34 : 621.395.44

4・7 搬送装置の測定*

正員 重井芳治　正員 天野昇知
（電気通信研究所）

(1) はしがき

搬送装置の測定技術は他の通信部門のそれに比し高精度を要求され，過去における測定器はこれらに対して十分な信頼性をもつ性能を示した．また，これらの成果を系統的に取まとめた著書[(1)~(3)]が多く発表されているので，ここではそれらとの重複を避けることとする．

最近の搬送技術の動向は広帯域化と短距離化にあり，測定技術もこれに関連して発展して来たが，興味ある技術的問題は前者の場合に多い．また最近パルス技術が伝送部門に進出しつつあるが，ここでは触れていない．

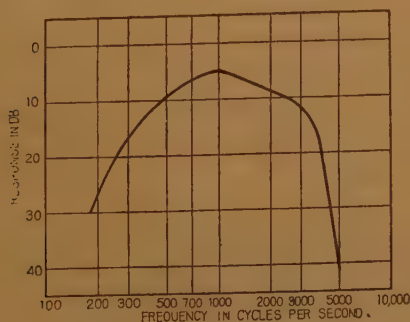
(2) 記号

最近搬送部門において使用されている dB, N に関する記号を参考のために紹介する．

dBm(Nm)― 基準値を 1 mW とする dB(N) で普通のレベル測定器で指示される絶対値

dBmO(NmO)―O 相対レベルの点（通常は回線の2線部分）で測定した dBm(Nm) あるいは他の点で測定した dBm(Nm) をO相対レベルの点に換算したもの

図1　F1A 回路網の特性

* 4.7-Measurement of Carrier Apparatus. By YOSHIHARU SHIGEI and SHOCHI AMANO. Members (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). [資料番号 4843]

dBr(Nr)― 回線のある点と起点となる点（通常は2線部分）の電力比を dB(N) で示したもの

dBa[(4)]― これはベルシステムで使用される電話回線の雑音の妨害程度を示す単位であり，図1のごとき周波数特性をもつ回線用評価回路網 F1A を付けた 2B 形雑音計の読みに 7 dB を加えたものである．他の諸量との関係はつぎのとおりである．

(i)　1,000 c/s, 1 mW の単一周波数は ＋85 dBa である．

(ii)　3,000 c/s 帯域の 1 mW の平坦雑音は ＋82 dBa である．

(iii)　CCIF において 1951 年に決定された評価回路網を使用した Psophometer で測定された O dBm は ＋84 dBa である．

(3) 搬送機器および回線の測定

搬送機器の測定はインピーダンス，伝送量，雑音，ひずみ等について行なわれるが，これらの測定法はすでに充分に確立されているので，ここでは複素伝送量の測定のみについて記す．

また搬送回線の測定は基本的には機器の場合と同じであるが，回線固有の特性に適合するような方法が行なわれている．

(a) 広帯域複素伝送量測定装置

最近広帯域搬送機器において帰還増幅器の $\mu\beta$ 軌跡の測定，あるいはビデオ伝送用機器の特性測定の場合のごとく位相特性を含めた伝送特性を精密に測定することが要求される．この装置はつぎのごとき測定範囲を持つもので，構成は図2のとおりである．

周波数範囲　50 kc～15 Mc
利得，損失　利得 0～60 dB，損失 0～60 dB
位相量　0～360°

測定方法の要点はつぎのとおりである．

(i)　測定は比較法によるもので測定系に被測定回路 "X" を，比較系に一定長の同軸ケーブル "S" を挿入する．

(ii)　広帯域周波数において高精度な位相量の測定

図 2　広帯域複素伝送量測定装置の構成

を行なうために，測定用可変周波数における測定系と比較系間の振幅と位相関係を一定の低周波数の振幅と位相関係に変換して測定する．

(iii)　一定周波数に変換するための変調器の非直線性による誤差を少なくするために測定系，比較系にそれぞれ可変減衰器を挿入してほぼ一定レベルを変調器に与えることとした．

(iv)　測定系および比較系には真に比較されるべき“*X*”と“*S*”以外のものが挿入されるとそれらによる誤差を伴うので，周波数変換回路は共通部分に挿入した．なお各系には (iii) に記したごとく抵抗減衰器が挿入されているが，これによる誤差を除くために周波数変換用信号を“*X*”,“*S*”の出力側から並列に加えた．

このように測定用信号と周波数変換用信号を共に減衰器に通過させ，また両信号の周波数差を小とすれば各減衰器の両周波数における位相量はほとんど等しくなり，両周波数間の位相差によって決定される変換周波数における位相量には両系の減衰器の位相量の差，あるいはステップによる変化は現われない．

(v)　測定速度を高めるために測定系，比較系の切替は商用電源周波数の矩形波で駆動されるゲート回路により行なわれる．

回路の概要はつぎのとおりである．測定用可変周波数はまず OSC 1 (27.975 Mc) の出力と，OSC 2 (125 kc) の出力を 5 分周した 25 kc との和波で 28 Mc を作り，つぎにこれと OSC 3 (28.05〜43 Mc) との差波として 50 kc〜15 Mc を得る．また周波数変換用信号は OSC 1 と OSC 3 との差波より 75 kc〜15.025 Mc を得る．測定用可変周波数はゲート回路を経て測定系，比較系に供給され，変換用は各系の“*X*”,“*S*”の出力側に挿入される変換された周波数は 25 kc であるが，つぎの検出回路の水晶ろ波器の設計を容易にするためにさらに変調器と OSC 2 により 100 kc に変換される．検出回路の水晶ろ波器は狭帯域で断続信号を連続信号とするためのものである．振幅の比較は両系をそれぞれ検波してその出力を差動的に加えて行ない，また位相の比較は両系の信号をそれぞれスライスし，微分してパルスに変換し，両信号をバイステーブルマルチに加えそのカソード間に挿入された直流電流計の指示により行なう．

この測定装置の精度は利得，損失で 0.2 dB，位相量で 2° である．また同程度の精度をもち周波数帯域が 500 kc〜150 Mc までの装置が間もなく完成する予定である．

(b)　線路パイロット測定装置

最近の多重搬送回線は予備ルートを持たず，予備パネルを準備したパネル予備方式によって保守しているため，回線試験は現用のまま特性測定を行なう方法がとられる．

このために多重系では単位ごとにパイロットが与えられ，線路伝送帯域では信号伝送帯域の間げきを利用してパイロットを挿入し，それを受信することによって回線のレベルを測定する．これらの受信器は ±70 c/s で 35 dB 以上の選択度をもち，しかも −40〜−65 dBm を ±0.3 dB 以下の精度で測定しなければならないので，水晶の枯化特性，増幅回路技術，電源安定化等問題が多い．

(c)　雑音負荷

回線の雑音測定法としては雑音負荷による方法[5]があり，多重回線の試験には有効な方法である．最近の問題点は帯域の拡大による点で，広帯域雑音源 (100 kc〜12 Mc) でその電力スペクトラムを平坦化させるむずかしさがある．また，このような高周波帯の狭帯域ろ波器もむずかしい．また無線多重電話回線では雑音特性が変動するが，その要因が複雑であるので測定しながら最良点を求めるために雑音源電力をブラウン

管横軸に同期して掃引し，縦軸に回線雑音を指示させる試みがある．

(d) **微分位相および微分利得の測定**

テレビ曲線の測定は C.C.I.R., C.C.I.T.T. で勧告する案があり，黒白テレビに対してはほぼ決定されている*．カラーを考えるとき微分位相 (DP) 微分利得 (DG) が問題であり，DG に対しては最近 C.M.T.T. で勧告されている水平同期4周期に1つ画像部にのこぎり状波上に 3.58 Mc を 0.1 V pp で重ね合せる波形がある．この波形を用いると繰り返しが早いため比較的広帯域装置となり S/N 比が良くならず，したがって精度がとれないが，最近帯域圧縮を利用して精度 DG 0.5%, DP 0.5° の技術が確立した[5]．

(e) **広帯域等化度直視装置**

搬送通信方式における線路周波数帯の損失周波数特性を等化度といい，伝送路の主要な品質を示すものである．搬送方式が超広帯域化され，しかも長距離となると中継器数が増大するので等化度の調整は極めて複雑となり，その測定は従来のような一点ごとの方法では時間と労力の損失となるばかりでなく，調整をほとんど不可能とする．このために等化度直視装置が研究され，C-960 用直視装置[6] に対してはすでに報告されているので，その後 C-12 M 用[7] として試作されたものについてその概要を説明する．

等化度の測定は一般に離れた2点間で行なわれるので装置は送信部，受信部に分離され，受信部では繰返し周波数の同期を必要とする．また送信部よりの掃引信号の周波数は余弦等化器の調整の際に誤差を生じないようにするために測定帯域を正確に保つ必要があり，また帯域内の AGC 用パイロット周波数の付近は AGC への影響を少なくするために早く掃引することが要求される．

図3は装置の構成を示すものである．図(a)の送信部は 44 Mc の固定発振器と 44.3～56.5 Mc のリアクタンス管制御による可変発振器（実際はこの半分の周波数で倍周器が挿入される）の出力を変調し，下側帯波の 0.3～12.5 Mc を －15 dBm で線路に送出する．

出力の一部は AVC 回路，0.3 Mc および 12.5 Mc の測定範囲の制御回路，パイロット周波数（この場合は 6.88 Mc とした）付近で跳躍させる回路に分流され，図4のごとき時間的変化をもつ出力を得る．

図 (b) の受信部では －15±5 dBm の入力が信号回路と時間軸回路に分流される．前者は検波されて一部は陰極線オシロスコープの垂直偏向コイルに供給され，他は余弦等化器の調整に使用する電力計に加えられる．時間軸回路では 1 Mc 選択回路により入力が 1 Mc となるごとに出力を取出し時間軸電流を作り水平偏向コイルに加える．感度は 0.5 あるいは 1 dB/cm で，総合状態における偏差は 0.2 dB 以下である．

図 4　広帯域等化度直視装置の出力

(a) 送信部

(b) 受信部

図 3　広帯域等化度直視装置の構成

(f) **負性インピーダンス中継器の挿入利得の測定**

負性インピーダンスを利用した2線式音声中継器は市内中継線および近郊市外線の経済化，および伝送品質の改良のために大量に使用されている．これは図5のごとき構成のもので，その挿入利得は線路インピーダンスによって変わるから，従来の2線式中継器の場合に使用した測定法では調整が困難で線路に挿入された状態で利得が測定できることが望まれる．

* わが国の 525 本，4.3 Mc のテレビ方式には勧告がない．405 本 (3 Mc) と 625 本 (5 Mc) に対するものから類推することができる．

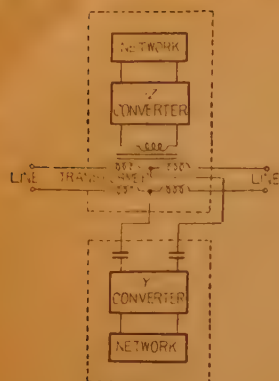



図 5　負性インピーダンス中継器の構成

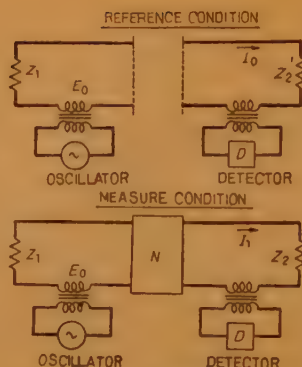



図 6　挿入利得の測定

このために図6のごとく入力側線路に直列に低インピーダンス電源を通じて試験電圧を挿入し，出力側線路に直列に同様なインピーダンスを通してその電流を測定する方法[8]が考えられ，回線の伝送特性あるいは安定性に影響を与えないで挿入利得の測定を可能とした．

図6の比較系において中継器がないときの出力側線路電流を I_0 とし，同一試験電圧の場合の測定系の出力電流を I_1 とすると，挿入利得は $20\log_{10}I_1/I_0$ dB で与えられる．実際の試験用変成器のインピーダンス比は 600：2Ω で，線路巻線は平衡形としてある．

試験器は電鍵の操作により $-Z$ 変換器，$-Y$ 変換器，両変換器挿入の状態に切替が可能で，それぞれの変換器が調整できるようになっている．また試験用変成器2個を利用してハイブリッドコイルを構成し，線路インピーダンス測定用のブリッジにも使用できるようになっている．

(g)　市外回線の自動試験

現在電々公社においては全国加入者ダイヤル化に向って諸施設の整備を進めている．このために市外回線の伝送品質は厳格であることが要求され，また中継区間数の増加と接続の自動化により障害の発見は極めて困難となってくる．市外回線の自動試験はこれらの対策として行なわれるもので，回線の特性を維持すると共に障害の発生を未然に防止するために極めて有効である．

電々公社においてはこのための第一段階としてステップバイステップ局相互間の自動即時回線を対象とし，発信レピータより着信局端末までの両方向の残留損失を発信局において測定する半自動試験器[9]が使用されている．この構成は図7のとおりで発信局装置と着信局装置に分けられる．レピータ試験器により着信局装置を捕捉すると，1.0 kc, 0 dBm の信号が着信局より発信局に送出されるからこれを測定して同方向の残留損失を求める．つぎに発信局より 0.8 kc, 0 dBm の信号を着信局に送ると着信局では受信信号と同一レベルにした 1.0 kc 信号を発信局に送り返すので，受信レベルより前に測定した値を引けばこの方向の残留損失が求められる．着信局における周波数変換は変調によるもので，このとき変調用搬送波は 1.0 kc 発振器の周波数を 1.8 kc に切替えて供給される．残留損失の測定範囲は 0～30 dB である．

ベルシステムではこのような目的のために完全な自動試験装置[10]を使用している．この装置は No. 4 市外クロスバー交換機と組合わされて使用するもので，トランクの動作機能と両方向の残留損失および両側における雑音試験を行なうことができる．伝送試験の要領は図8のとおりである．残留損失の測定はステップ1のごとく発信側より 1.0 kc, 0 dBm の試験信号が送

着信局装置

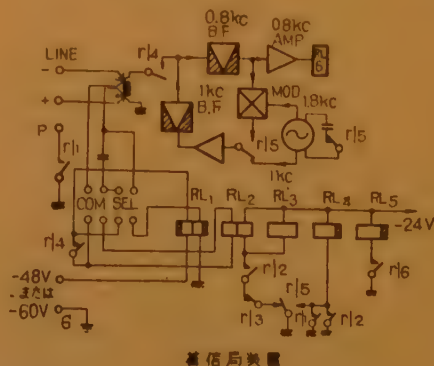
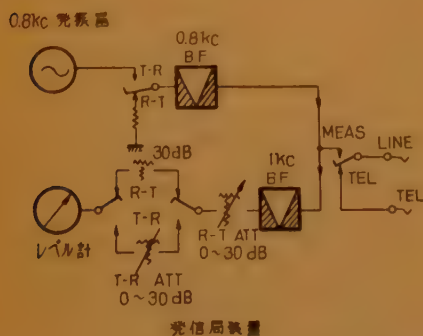



図 7　残留損失測定器の構成

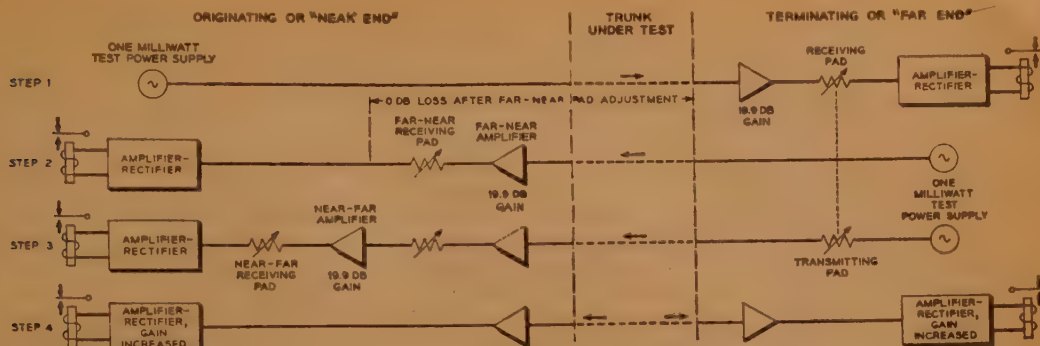



図 8　自動試験装置の構成

出され，着信側では残留損失に応じて受信パッドの出力が 0 dBm になるように制御継電器により自動的に受信パッドを調整する．このとき受信パッドと機構的に連結された送信パッドの値は発信より着信方向の損失に等しくなっている．ステップ2では着信側より発信側へ 1.0 kc, 0 dBm の信号を送り返し同時に損失の測定が行なわれる．ステップ3では送信パッドを経由して 0 dBm を同方向に送出して受信レベルを測定し，この値とステップ2で求めた値の差により発信より着信方向の損失を求める．雑音の測定はステップ4のごとく両端において行なわれる．測定時間は約5秒間で，雑音電圧の積分値が規定値以下であるかどうかを試験する．雑音電圧計は F1A の評価回路網を使用し，規定値は 35,40,45 dBa のいずれかが使用される．以上の試験結果は発信側においてテレタイプライタにより記録され，また損失の偏差の計算も自動的に行なわれる．

(h)　埋込中継器の監視測定

最近高度の信頼性をもつ搬送機器の製造技術が開発され，中継器を地中あるいは海底に埋込むことを可能とした．しかしこのような方式の中継器の監視測定は布設条件より地上の場合と全く異なる方法をとる必要がある．

1956年に開通した大西洋横断電話ケーブル方式の中継器の監視測定方法はつぎのとおりである．A.T.T. が布設した深海部分では各中継器の帰還回路[11]に図9のごとく水晶を挿入し，その尖鋭な直列共振によるピーク利得を測定して監視される．共振周波数は使用帯域の上部の 167～173.4 kc の範囲で 100 c/s ステップで配置され，ピーク利得は約 4 c/s の幅で 25 dB である．平常の測定は各中継器のピーク利得を両

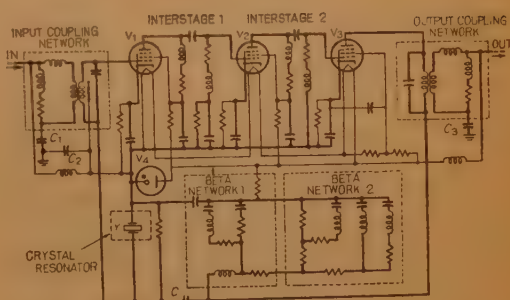



図 9　深海用中継器の回路

端間で測定し，また障害の際は受端より雑音を測定して障害中継器の位置を測定する．試験用発振器は 75 Ω 負荷に +8 dBm を供給する．検出装置は約 2 c/s の幅で -110～-60 dBm までの測定範囲をもち，水晶の周波数間隔を 50 c/s にしても雑音の測定が可能で，このような狭帯域での雑音の不規則変動を抑圧するために約 10 秒の低速積分回路が挿入される．

G.P.O. が布設した浅海部分は2種の方法[12]がとら

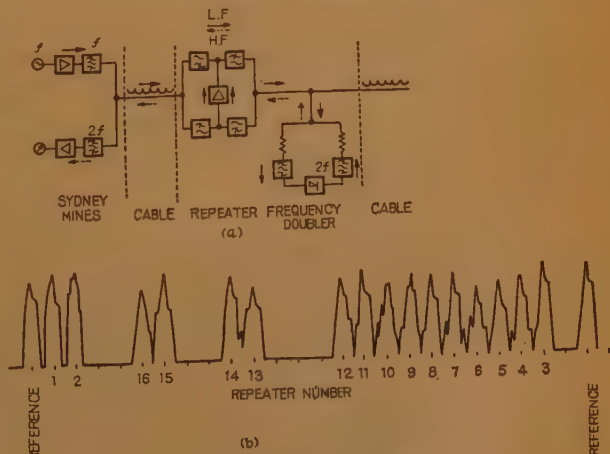



図 10　ループ利得法

れている．図10(a)はループ利得法で各中継器の低群送出側にろ波器を組合わせた倍周器を挿入し，試験用周波数の第2高調波が図の矢印のごとく測定点に戻るようにする方法である．試験用周波数は低群使用帯域の上部の 260～264 kc の範囲で 120 c/s 間隔である．試験信号は 4 c/s で掃引され陰極線オシロスコープに図10(b)のように直視する．他の方法はパルス法で中継器の増幅器の過負荷特性を利用するもので，図11のごとく低群内の試験周波数でその第2または第3高調波が高群内におちるような単一周波数の幅 0.15 ms のパルストレインを送り，戻ってくる信号を陰極線オシロスコープで測定するものである．また図の相手側よりの測定は高群内の2個の試験周波数でその第二または第三次の差波のいずれかが低群内におちるようなパルスを用いて測定する．

図 13　利得測定の一例

図 14　雑音測定の一例

また最近電々公社においてはトランジスタを使用する細心同軸ケーブル用中継器を試作した．これはマンホールに設置するもので，海底の場合程でないにしても類似な監視測定が要求されるものである．方法は前記の深海用と同一の方法で試験周波数は 1310～1312.2 kc の範囲で 200 c/s 間隔である．測定装置の構成は図12のとおりである．送信部では V-OSC の 4.9～7.3 kc と OSC の 1305 kc の和波で 1309.9～1312.3 kc を水晶ろ波器を通して送出する．受信部では送信部と同一のろ波器を通り中継器の利得測定の場合は直接記録器を動作させる．雑音測定の場合は入力を V-OSC の 4.9～7.3 kc と OSC の 1355 kc の和波で変調し，その出力を中心周波数 50 kc で帯域幅 2 c/s の水晶ろ波器で選択し記録器に加える．記録器はペンによるもので走行速度は 0.5～8 c/s/s である．図13および図14は利得測定および雑音測定の一例である．

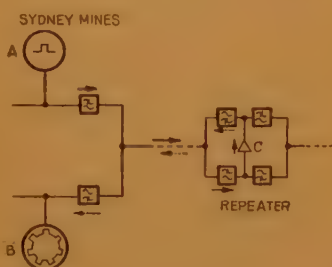
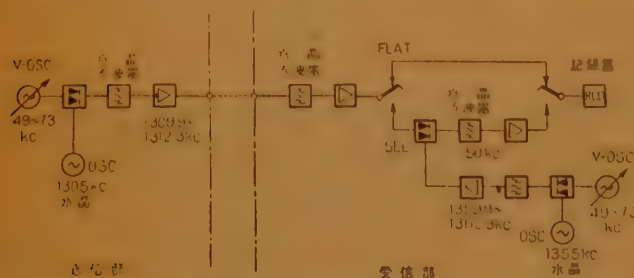
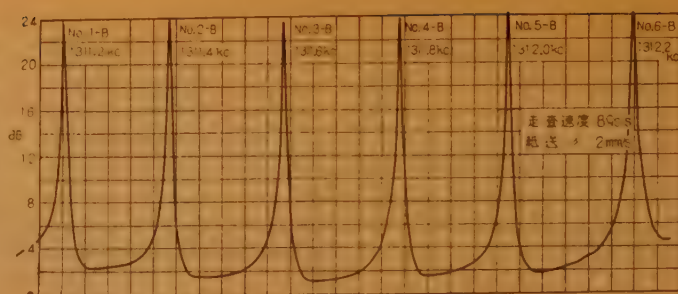
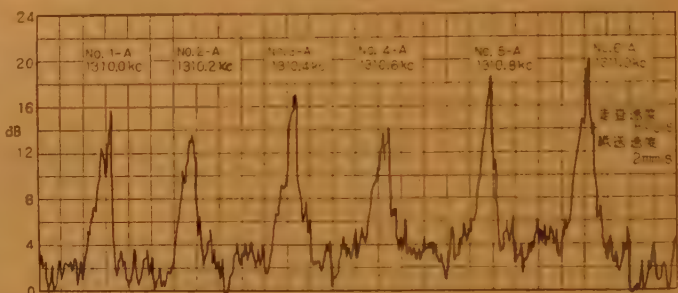



図 11　パ ル ス 法

図 12　細心同軸用監視装置の構成

(4) 一 般 測 定 器

(a) 電々公社の測定器

電々公社における測定器の周波数系列を各種搬送方式と対照して示すと図15のとおりである．搬送用測定器の基本となるものは発振器，レベルメータ，抵抗減衰器であり，搬送方式の広帯域化と共にその機能が向上されている．最近の技術レベルを示すために27形系列の主要な機器の概要を表1に示す．

(b) フィルムダイヤル

広帯域測定器の周波数ダイヤルにおいて高度の読取精度をもち，しかも非直線的な直読目盛が要求される場合，これらを満足する方法としてフィルムダイヤル[13]が開発された．これは一般に使用されている 35 mm のフィルムに直読目盛を施したもので，目盛の全長を 6 m にして精度を向

表 1　27 形測定器の概要

MSO-27 A 発振器

項目	内容
周波数範囲および確度	200 kc〜17 Mc 連続　±1%
出力，ひずみ減衰量，インピーダンス	+15〜−35 dBm，30 dB，75 Ω±3%
安　定　度	電源電圧 ±5%　{周波数 ±3×10⁻⁴ / レベル ±0.5 dB} 温度 20±15°C　{周波数 ±0.5% / レベル ±0.5 dB} 真空管 1 本の取替　{周波数 ±0.5% / レベル ±0.5 dB}

MFL-27 A 測定器（平担周波数レベルメータ）

項目	内容
周波数範囲および誤差	200 kc〜17 Mc　{200 kc〜12 Mc で 0.2 dB / 200 kc〜17 Mc で 0.4 dB}
レベル範囲およびステップ誤差	+20〜−60 dBm　{200 kc〜12 Mc で ±0.3 dB / 17 Mc で ±0.5 dB}
入力インピーダンス	75 Ω±5%
安　定　度	電源電圧 ±5%　±0.3 dB 温度 20±15°C　±0.5 dB

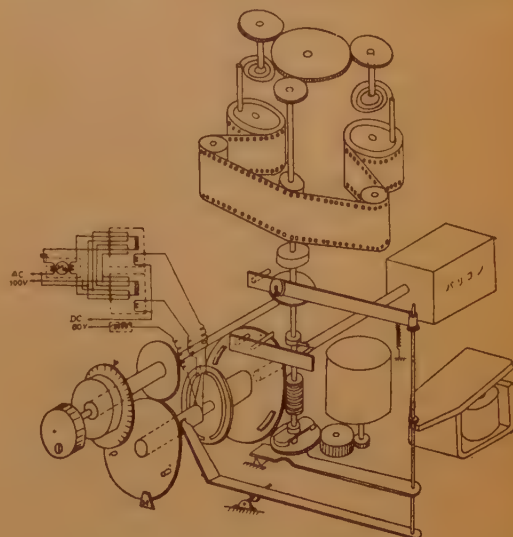
MSL-37 A 測定器（選択周波数レベルメータ）

項目	内容
周波数範囲，確度誤差	200 kc〜30 Mc，±2%　{200 kc〜12 Mc で 1 dB / 200 kc〜20 Mc で 2 dB / 200 kc〜30 Mc で 3 dB}
レベル範囲およびステップ誤差	+20〜−80 dBm　{200 kc〜12 Mc で ±0.5 dB / 200 kc〜20 Mc で ±1 dB / 200 kc〜30 Mc で ±2 dB}
入力インピーダンス	200 kc〜17 Mc で 75 Ω±5% 200 kc〜30 Mc で 75 Ω±15%
通過帯域幅および選択度	3 dB 点で 700 c/s　{±4 kc で 25 dB / ±10 kc で 45 dB}
安　定　度	電源電圧 ±5%　{周波数 ±3×10⁻⁴ / レベル ±0.5 dB}

MVAT-27 A 減衰器

項目	内容
周 波 数 範 囲	0〜17 Mc
減衰量および最大レベル	91 dB=0.1×10+1×10+10×4+40，+20 dBm
確　　度	減衰量　1 kc で ±0.2 dB 周波数　200 kc〜17 Mc ±0.3 dB
インピーダンス	75 Ω±5%

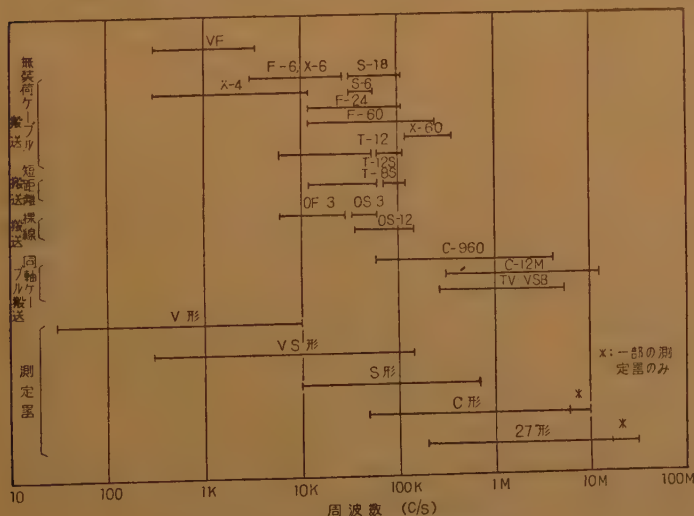
図 16　フィルムダイヤル機構

図 15　搬送方式と測定器の周波数系列

上させている．図 16 はその機構を示すものである．フィルムの伸張に対する経年変化により読取位置がずれないようにするためにフィルムとスプロケットがかみ合っている面に指針を置いてある．またフィルム目盛のほかに粗目盛ダイヤルを設け，これを電動機と連動することにより早送りを可能とし測定の迅速化がはかられる．

（5） 今 後 の 問 題

搬送装置の測定技術には，つぎのごとき今後の問題がある．

(i) 保守用測定器　保守用測定器はその性格上特に安定化が望まれる．しかるに，わが国の測定器は回路的には優れたものがあるとしても接触部品の劣化や，総合動作としてドリフトが常に問題になっている．

また搬送機器の価格に比し測定器のそれが割高で，搬送方式の経済化のため測定器の価格低下が強く要望されている．

さらに搬送方式別に保守方法の合理化を行なう際，測定器の種類，使用範囲の系列化を急がねばならない．

(ii) 精密化　超多重搬送電話方式においてはルートに挿入される中継器数は増大し，また海底ケーブル方式のごとく布設上の条件より中継器数が多数となり，いずれの場合においても1個の中継器に許容される特性偏差はかなり厳格となるので，測定技術の精密化が要求される．大西洋ケーブル方式の中継器の利得のデータ(14)には 0.01 dB の値が記録されている点より，同方式では少なくとも 0.01 dB の精度をもつ測定器が実用化されていることは明らかである．

(iii) 自動化　回線数の増大および方式の複雑多岐にわたることに対処し，伝送機器の安定化とともに回線測定技術の簡易化を行なわねばならない．このためには

① 直視測定器と簡易写真技術の確立

② ディジタル測定技術とその記録方式の確立

等の方法により測定を自動化することは，これからなさねばならない課題である．なお，これらの一例として米国においてはポーラロイドカメラによる簡易記録が行なわれている．

文　　献

(1) 松本："電気通信測定法"，コロナ社 (昭 14-02).
(2) 尾佐竹："有線通信測定"，コロナ社，(昭 30-12).
(3) 小林："有線通信測定"，共立出版 (昭 31-06).
(4) H.A. Lewis, R.S. Tucker, G.H. Lovell, J.M. Fraser："System design for the North Atlantic link", B.S.T.J., 36, 1, p 29 (1957-01).
(5) 前田，藤田："カラー・テレビ回線の微分位相測定"，テレビジョン，13, p 402 (1959-09).
(6) 菅原，柴沼："広帯域伝送用測定装置"，本会誌，40 p 415 (昭 32-04).
(7) 上田，伊藤："超広帯域等化度直視装置"，通研実報 8, p 668 (昭 34-06).
(8) J.L. Merrill, Jr., A.F. Rose, J.O. Smethurst："Negative impedance telephone repeaters", B.S.T.J., 33, 5, p 1085, (1954-09).
(9) 斉藤："簡易残留損失測定器"，安立テクニカル，1, 23 (1957-10).
(10) H.H. Felder, A.J. Pascarella, H.F. Shoffstall："Automatic testing of transmission and operational functions of intertoll trunks", B.S.T.J., 35, 4, p 927 (1956-07).
(11) T.F. Gleichmann, A.H. Lince, M.C. Wooley, F.J. Braga："Repeater design for the North Atlantic link", B.S.T.J., 36, 1, p 69 (1957-01).
(12) R.J. Halsey, J.F. Bampton："System design for the Newfoundland—Nova Scotia link", B.S.T.J., 36, 1, p 217 (1957-01).
(13) 森島，黒田，相楽："フィルムダイヤルを用いた広帯域発振器"，安立テクニカル，4, p38 (1959-06).
(14) R.A. Brockbank, D.C. Walker, V.G. Welsby："Repeater design for the Newfoundland—Nova Scotia link", B.S.T.J., 36, 1, p 245 (1957-01).

UDC 621.317.3：621.372.8

4.8 立体回路の測定*

正員　牧　本　利　夫
(大阪大学産業科学研究所)

(1) はしがき

マイクロ波技術が広く応用されてから10数年を経ているが，これに伴って立体回路の測定技術も一段と進歩発展してきた．マイクロ波技術の利用は，現在までは主としてセンチ波帯であって，立体回路および測定技術もセンチ波帯において，測定精度，広帯域測定を目標として広くかつ深く研究開発されてきた．一方使用周波数が高くなり，ミリ波の開発が進むにつれて，ミリ波の測定技術も開発され，センチ波の測定技術の延長と考えられる測定方法とともに，円形 TE_{01} 波形を利用する低損失伝送線路についての測定が急速に研究され進展してきた．さらに波長が短くなることを考えて，光学の測定を加味した準光学的測定回路および測定器が再検討されつつある．

本章では前述した最近の測定技術の進歩および最近に開発されつつある分野の測定技術について述べるが，測定技術の基本は参考書に譲り，ここでは現在の状況，動向について解説を加えつつ紹介する．

* 4.8-Measurement of Microwave Circuit Components. By TOSHIO MAKIMOTO, Member (The Institute of Scientific and Industrial Research, Osaka University, Osaka) [資料番号 4844]

(2) センチ波帯における測定の進歩

(a) 回路定数の測定

立体回路の入力インピーダンスすなわち反射係数は，定在波測定器を用いて測定するのが最も正確かつ簡便であって，広く利用されている．定在波測定器を用いてある周波数帯域における回路インピーダンスの周波数特性を求めることは時間的な労力を必要とする．マイクロ波技術が広い周波数帯域を対象とするようになると，周波数特性を，たとえばブラウン管上に直視したいという要求が起こり，国内だけでも直視装置の提案が数多くなされ，また試作検討が進められている．一方定在波測定器には溝および探針による残留定在波比（普通 1.005 程度）があり，これと同程度あるいはそれ以下の定在波比を測定することは一般に困難である．マイクロ波を超広帯域において利用しようとすると，これ以下の定在波比，たとえば 1.001 程度まで精密に測定することが要求される．この要求に対して研究が進められ，数件の試作が見られる．

(i) 周波数特性直視装置　反射係数ベクトルをブラウン管上にプロットするには，反射係数 $R=re^{j\xi}$ の実部 $r\cos\xi$ を横軸に，虚部 $r\sin\xi$ を縦軸に加える．

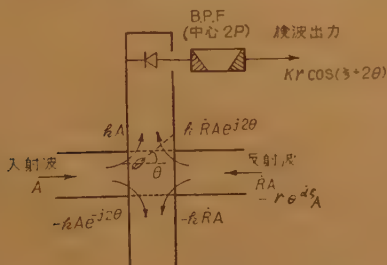



図 1　インピーダンス直視に用いられる位相方向性結合器
検波電流は $K[1+r^2+2r\cos(\xi+2\theta)]$ で，この交流分のみ B.P.F. で取出す．$\theta=2\pi pt$．p は結合孔の回転速度．

反射係数の実部および虚部を取出す方法として数種の考案がなされている．2個の矩形導波管を重ねて直交させ，その共通対角線上にて磁界の円偏波が発生している位置に，細長い楕円形の結合孔を設けて結合させ，この結合孔を機械的に回転させることによって，反射係数の位相と結合孔の回転角度の和の余弦と反射係数の振幅との積が取出され，これと 90° 推移した正弦とを用いてブラウン管上に反射係数をプロットすることができる（図1）．周波数を掃引して周波数特性を直視する．この装置は測定誤差が少なく，特に広帯域性に優れている[1]．反射波の検波中間周波を入射波の検波中間周波の同相および直角成分で同期検波する方法[2]，固定した探針とフェライトによる階段状可変移相器とを用いて3探針法と同じ動作をさせる方法[3]などが試みられている．

(ii) 微少反射係数の測定　残留定在波比の少ない微少反射係数の測定が要求され，試みられている．その1つは比較法であって，マジックティ（平衡度については特に注意している）によるブリッジ回路を形成し，完全無反射終端と微少リアクタンスとを用いて零位法によって微少反射を測定している．その結果残留定在波比は 1.0001 程度に達している[4]．つぎは定在波測定器の1本の探針の代わりに，2個の結合素子（探針または孔）によって，副導波管への結合が入射波に対して反射波が強くなるようにしておく方法で，入射波に対して微少反射波の割合が拡大して観測される（図2）．これらの結合素子の回路を全体として主導波管に対して移動させるか，負荷との間に移相器を用いると定在比が拡大されて測定される[5]~[7]．

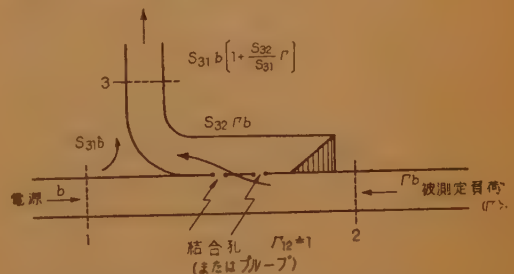



図 2　方向度 ($K=|S_{32}/S_{31}|$) が大きい結合器によって定在波比を拡大する測定器．定在波比は $[1+K|\Gamma|]/[1-K|\Gamma|]$ で，反射係数が K 倍に拡大される．

(iii) 微少電力によるダイオードの測定　鉱石検波器，可変容量ダイオード，エサキダイオードのごとく，バイアス電圧を変えたときのインピーダンスを測定するには，微少電力（たとえば 10^{-6}W 程度）であることが必要である．このときに定在波測定器を用いると結合度 −30 dB として検波器への最大入力 10^{-9} W となり，簡単な実験室での測定は困難である．このために定在波測定器の鉱石検波部から電力を入れて，主導波管で検出するのが適当である[8]．ダイオード自体のインピーダスを測定するには，カートリッジ（あるいはダイオードのベースとホイスカー間）と同軸あるいは導波管との変換回路が明らかでないといけない．このためにホイスカー，ベース間を短絡（導体を用いる），開放および標準抵抗に取換えて，変換係数

をあらかじめ求めておく必要がある．これによって同軸あるいは導波管線路から測定したインピーダンスからダイオードのインピーダンスを求めることができる[9]．なおダイオードが挿入された半同軸共振器の共振周波数と Q の変化とから定数を測定することもできる[10]．

(b) 電力測定

電力の簡易な測定は，バレッタ，サーミスタなどによるボロメータ法であって，マイクロ波電力による抵抗変化をブリッジで測定する方法である．このボロメータ法についてマウント，ブリッジなどについて検討が加えられてきた．センチ波帯においては悪い場合では 10% 以上の誤差を伴なっているが，注意して製作されたものは 5% 以下に納まっている[11]．

マイクロ波電力測定の標準はカロリメータである．すなわち薄膜で作られ熱絶縁された導波管内にマイクロ波電力を吸収させ，熱電対数十対を用いて比較用の同形の導波管に対する温度上昇による熱起電力を測定する（図3）．較正には直流電力を印加したときの温度上昇を用いる．発熱体（すなわちマイクロ波吸収体）としては無反射終端のごとき抵抗膜とボロメータとが用いられる．後者を用いるときにはボロメータの等価誤差，能率などを検討することができる[12]．このカロリメータ法について詳細な検討がなされ，国際的な比較も行なわれている．カロリメータの欠点は温度上昇に時間を要することである．たとえば試作品で時定数は 6 分である．

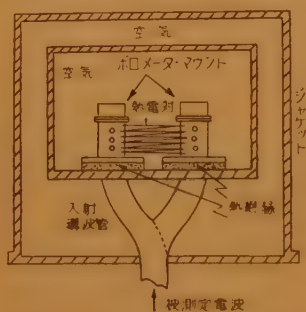



図 2　マイクロ波マイクロカロリメータ断面図

(c) 周波数の測定

周波数の測定については本特集 **4.3** 測定標準（周波数標準測定）を参照されたい．

立体回路においては空胴共振器によって周波数の測定が行なわれるが，空胴を作る材料の温度による膨張が問題となり，膨張係数の少ないインバーがしばしば用いられる．また銀または銅薄膜を付着した熔融石英で作った空胴共振器は温度による共振周波数変化が $-(0.6\pm0.1)\times10^{-6}$/度 程度で今後利用されるものと考えられる[13]．

なお電子スピン共鳴と原子核磁気共鳴とを同じ磁界の中で起して，既知の低周波によってマイクロ波周波数を較正する試みがなされている[14],[15]．

(3) ミリ波帯における測定および測定回路

ミリ波帯になると，導波管の寸法が波長に比例して小さくなるために，精密加工を必要とし，さらに波長が短縮されると，導波管回路の機械的な工作が漸次困難となる．また導波管の減衰が増大してくる欠点がある（たとえば 50 Gc 帯の方形導波管では 1 dB/m 程度である）．それにもかかわらずミリ波帯の測定器および測定回路はセンチ波帯と同様に基本的には方形導波管 TE_{10} 波形で構成されたものである．

現在国内においては 100 Gc（波長 3 mm）帯までの基本測定器が商品化されている．

(a) 基本測定回路

(i) 定在波測定器　溝付導波管を用いる定在波測定器では，溝および探針部の工作が問題である．たとえば 110 Gc 帯の定在波測定器（導波管 2.032×1.016 mm）では 0.3 mm の溝を切り，0.06 mm ϕ の探針の囲りに，外径 0.2 mm 内径 0.1 mm ϕ のシールドをつける必要があり，工作の限界に近いものと思われる．

インピーダンス測定として溝付導波管を用いない方法，たとえば探針を固定して探針と負荷との間に移相器を入れる方法，あるいはマジックティなどのブリッジ回路により比較法で測定する方法などが再検討されつつある．

(ii) 空胴波長計　ミリ波においても空胴波長計は円形 TE_{01n} 波形が用いられる．無負荷の Q 値は壁面仕上の影響などにより理論値の 50～80% が普通であって，50 Gc 帯で 8000 程度である．負荷の Q 値は 2000～3000 である．

ミリ波空胴波長計で問題となるのは，可動短絡板の移動を精密に行なわなければならないことである．たとえば 100 Gc 帯用の空胴共振器で TE_{012} 波形を用いるものとすると，負荷の Q 値を 3000 とすれば，短絡板の移動距離に換算した半値幅は 1.5 μ 程度である．

(b) 電力測定

センチ波帯と同様にミリ波帯においても装置の取扱

図4　ミリ波簡易カロリメータの内部

いの簡便な点からボロメータがよく用いられるが，ボロメータが小形であって，導波管への取付けが困難となり，したがって整合および能率が非常に低下する．極端な場合には 20～10% の能率となることもある．これに対してカロリメータは取扱いの不便さはあるが，信頼できるものである．これらについての試作品の報告がある[16]．図4はカロリメータの内部を示す．電波吸収体は抵抗皮膜で作られている．

(c)　検波器，ミクサ

センチ波帯および長ミリ波帯では，鉱石検波器は主としてP形 Si を用いたカートリッジ形，同軸形が使用されているが（1 N 21，1 N 23，1 N 26，1 N 53），一般にミリ波帯では半導体ダイオード自体の特性の外に，マウントの能率が問題となる．それで導波管に直接半導体をを取付ける Wafer 形のマウントが採用され好成績を収めている[17]．

半導体材料についても，Si の代わりに Ge を用いたものが使用され（1 N263），また金属間化合物 GaAs も開発されてきた[18]．GaAs を用い Wafer 形にしたもので，55.5 Gc において，変換損失 5.6 dB，雑音比 2.1 を得ている[19]．

研究室で簡単に高感度を得るために，1 N 31 などの同軸形の検波器に窓を明けて導波管に取付ける方法が行なわれている．

(d)　周波数逓倍器

短ミリ波の発生源としては，発振器が簡単に得られないので，ダイオード，フェライトなどの非直線性を利用した周波数逓倍が用いられている．ダイオードの抵抗の非直線性は従来から利用されており，検波器と同様に，同軸形ダイオードの容器に窓を開けて導波管に挿入したもの，あるいは半導体自体を直接高調波導波管中に取付けたものが用いられている．最近ダイオードの容量の非直線性が利用され始めた．たとえばゴールドボンド Ge ダイオードで 24 Gc から 48 Gc への逓倍が 15.8 dB の変換損失で行なわれている[20]．

半導体材料として陽イオン衝撃を加えた Si を用いてダイオードを作ることによって，逓倍能率を向上させた例がある．たとえば 24 Gc から 2 逓倍が 10 dB 程度の変換損失である[21]．またこのダイオードを用いて，24 Gc から 589 Gc（波長 0.51 mm）の電波を得て，分光学に利用している[22]．

このような半導体ダイオードは電力容量が小さい欠点があるが，フェライトの非直線性を利用すると許容電力が大きく，逓倍能率が電力とともに増加する特長がある[23],[24]．実験例では，パルス磁電管によって，50 Gc から 2 逓倍 100 Gc の尖頭出力 10 W が容易に得られている．

瓦斯放電の非直線性を利用したミリ波逓倍について検討されている[25],[26]．

(e)　フェライト非可逆回路

ミリ波においてもフェライトの特性は劣化しないので，測定回路にも有用なものである．ファラデ回転形の単向管およびサーキュレータは印加直流磁界が低くてすむので簡単に使用されている．このときフェライトの直径が回転角に敏感に影響するので，その直径について微細な調整が必要である[27]．2段素子形の単向管の実験例は，48 Gc において帯域 2 Gc で順方向損失 1.6 dB 以下，逆方向損失 28 dB となっている[28]．

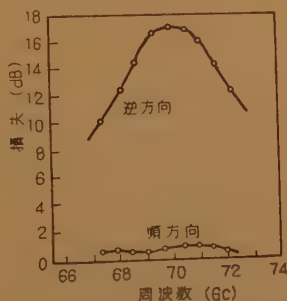
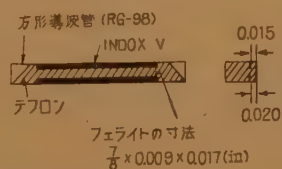



図5　70 Gc 帯共鳴吸収形単向管

共鳴吸収形の単向管は，周波数が高くなるに従って大きい直流磁界を必要とする難点がある．これに対して異方性内部磁界を利用して，印加直流磁界を減少させる方法が利用されている[29],[30]．図5は Indox V（バリウムフェライト）を用い 8000 エルステッドの外部磁界で動作させたときの特性である．

なおX形，Y形サーキュレータは構造が簡単であって，ミリ波においては特に有利である[31]．

(f)　誘電率，透磁率の測定

定在波測定器および空胴共振器によって物質の定数を測定する原理はセンチ波帯におけると全く同じであって従来利用されている通りである，ただミリ波においては挿入すべき試料が小さく，あるいは薄くする必要があり，その製作および試料寸法の測定に困難がある．また試料を挿入する位置が正確でないために誤差を伴ない，定在波測定器を使うと測定精度が下がる．したがって，このような困難を避けるために，試料を含む導波管の回路定数を測定して，これから逆に物質の定数を求める方法が試みられている(12),(33)．一般に比較的大きい試料を用いる方法が検討されなければならない．

現在まだミリ波における物質定数の充分なデータがないので，この方面の測定結果が期待されている．

(3) 円形 TE_{01} 波形低損失伝送系の測定

低損失伝送系に使用する目的で円形導波管が各方面で研究され始めた．この線路は円形 TE_{01} 波形を使うものであって，TE_{01} 波形の特色は，減衰（熱損失）が周波数とともに減少する（周波数の 3/2 乗に逆比例して）ことである．理論計算値が図6の実線に示されている．

この伝送系を使用するときに問題となるのは，伝送可能な波形が非常に多い（図の例では 200 近い）ことである．この希望しない波形は TE_{01} 波形に比べて減衰が多く，不幸にして，導波管が完全な円形でなく，あるいは不連続，曲りなどがあるときには，TE_{01} 波形によって不要波形が励振（波形変換）されて，損失となり位相ひずみの原因ともなる．したがって線路構成上からは，この不要波形を起こさせないことであり，測定技術上からは，これらの不要波形の混入度の測定（回路定数の測定）および伝送損失の測定が重要な課題である．

(a) 損失（減衰）の測定

図6のようにこの伝送系は 2 dB/km 以下という低損失である．この減衰を測定するには，① 長い線路をパルス電波によって測定する方法，② 短い線路を短絡して共振器として Q 値を測定して求める方法が行なわれている．

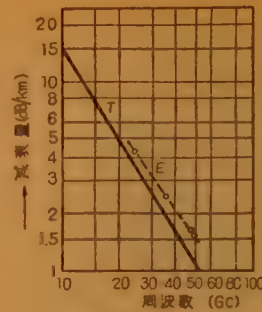
(i) パルス法　普通使用されているのは，比較的幅の狭い（30 mμs 程度）パルス発生器で磁電管を動作させて得たパルス電波を長い線路（数 10～200 m）に，数回～数十回往復させて，各往復ごとの受信パルスの減衰から，線路の減衰を求める方法である．

T：理論値
E：実測値（パルス法）
図6　内径 51 mm 銅製円形導波管（TE_{01} 波形）の減衰量周波数特性

図7はこの実験結果の1例である．これを纏めたのが図6の測定値である(34)．磁電管を用いることは試験周波数が限られ，所要周波数帯域内の微細な減衰量変化の測定が困難であるから，周波数可変なクライストロンあるいは進行波管による電波を利用することが国内でも要望されている．

進行波管をこれに加える電圧の台形波の立上りにおいて動作させて，入射波を増幅または発振させることによって数 mμs 程度の狭いパルス電波を得ている(35),(36)．

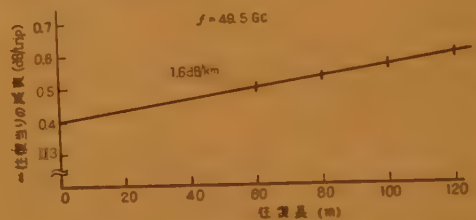



図7　内径 51 mm 銅製円形導波管（TE_{01} 波形）のパルス試験による減衰

(ii) 共振器法　TE_{01} 波形線路の短区間を結合度の充分小さい結合板で閉じて作られた空胴の負荷の Q 値は

$$\frac{1}{Q}=\frac{\lambda^2}{\pi\lambda_g}\alpha_1+\frac{d\,\lambda^2\lambda_c^2\alpha_2}{\pi\lambda_g^3}\frac{1}{l}+\frac{(A_1+A_2)\lambda^2}{4\pi\lambda_g}\frac{1}{l}$$

で与えられる(37)．第1項は導波管部の壁損によるもの，第2項は結合板の熱損失によるもの，第3項は外部回路との結合損失によるものである．上式で λ, λ_c, λ_g は自由空間波長，しゃ断波長，管内波長，d, l は空胴の直径，軸長，A_1, A_2 は結合板の結合係数，α_2 は結合板の損失，α_1 は求める線路の減衰定数である．空胴軸長 l を変化して Q 値を測定すると，$1/Q$ 直線の $1/l\to0$ の極限として，$\lambda^2\alpha_1/\pi\lambda_g$ を得て，α_1 が求められる．

TE_{01} 波形線路で作った空胴の Q 値は前式からも求められるように 100 万以上となるので，高い Q 値が測定されなければならない．ブラウン管上に共振曲線を画かせる従来の方法では余り考察されなかった共振曲線像の安定化および微少な半値幅（30～200 kc）

の測定が問題となり，この解決が試みられた．

まず基本的な方法として，充分周波数安定化された発振器の発振周波数 f に，周波数変調された低周波（10 Mc 以下 f_l）で変調することによって，$f \pm f_l$ なる周波数変調波を得ることができ，共振曲線の半値幅は低周波 f_l から求められる[38]．簡易な方法として，周波数変調されたミリ波を固定低周波発振器 (f_l) で変調（クライストロンのウェーネルト電極で変調してもよい）すると，両側波帯を含む周波数変調が得られ，これによって被測定空胴を励振すると図8のようにブラウン管上で周波数変化の目盛を読むことができる[37],[39],[40]．この方法には曲線像の安定化がない．導波管の遅延線路あるいは補助の空胴共振器検波出力をブラウン管の横軸に加えると像が安定化する[41],[42]．

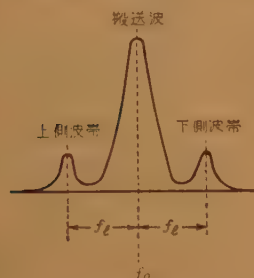



図 8　両側波帯を含む周波数変調波で励振したときの空胴の検波出力．f_l は変調周波数

これによって被測定空胴と比較（あるいは周波数目盛用）空胴とを従来と同様に二現象切換器によって観測することが容易である．ミリ波の周波数変調波を変調する周波数 f_l を掃引周期ごとに切換えると，図9のように2個の共振曲線が重なって観測され，$f_{l1} \sim f_l^2$ から半値幅を求める方法，2つの空胴の検波出力をブラウン管の横軸，縦軸に加えてリサージュ図形を画かせ，これから両空胴の Q 値の比あるいは個々の Q 値を求める方法が試みられている[42],[43]．

共振器法においては，空胴の端板およびフレンジが完全でないと波形間の結合が起こり，Q 値が極端に下がる．共振器法により得られた減衰定数がパルス法に比べて大きいという結果も報告されているが，これは上記の原因にもよるものと考えられ，これについて検討されなければならない．

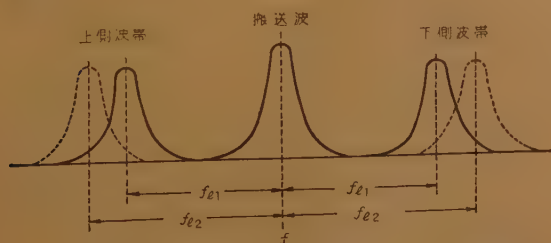



図 9　周波数変調波を変調する周波数 (f_l) を掃引周期ごとに切換えたときのブラウン管上の図形

(b)　波形分析

TE_{01} 波形低損失線路では多数の波形が伝ぱんするので，従来の単一波形の導波管回路技術をそのまま適用することはできない．たとえば回路定数の測定も相当に複雑となる．実際に主として必要な測定は所望の TE_{01} 波形に対していくらの不要波形が混入しているかと言うことである．すなわち線路中の波形分析が問題となる．

円形導波管内の特定の波形の混入率を求めるには，この波形と同じ位相速度を持つようにした方形導波管を円形導波管と分布的に結合させたいわゆる Coupled wave transducer によってその波形のみを取出して電力測定をすればよろしい[44],[45]．これに対して導波管内の電磁界分布を測定して（振幅および位相），これを解析することによって導波管内の各種波形の混入率（相対位相も含む）を求めることができる．その1案は導波管の壁面上（周および軸方向）の電界，磁界の分布を探針またはスリットを通して測定する方法であり[46],[47]，他は導波管断面上の電磁界分布を測定する方法である[48],[49]．

(c)　不連続点における反射の測定

導波管の不連続における反射を測定するには導波管の減衰を測定したと同様に，非常に幅の狭い（数 mμs）パルス電波を用いる方法が利用されている[35],[36]．この外，FM レーダ方式による反射波の測定[50]，標準遅延線路による遅延波と反射波との相関関数を測定する方法[51]が試みられている．

伝送線路としては遅延ひずみが問題となるが，これは **3.6** 無線機器の測定を参照されたい．

(4)　準光学回路

波長が短縮されるにしたがって，導波管回路系の製作が困難となるので，光学的方法による測定器および回路素子が意義をもってくる．光学的方法を用いる回路はセンチ波帯では寸法が大きくなって実用的ではない．ミリ波，特に短ミリ波帯では寸法も手頃となり，サブミリ波帯になると，その特長が重要視される．

準光学回路系で注意すべきことは装置の寸法と波長との比が光学機器の場合ほど大きくないことであって，ふく射および回折波の影響について検討しておかなければならない．

(a)　ファブリ・ペロー干渉計

自由空間にふく射された平面波が，反射係数の大

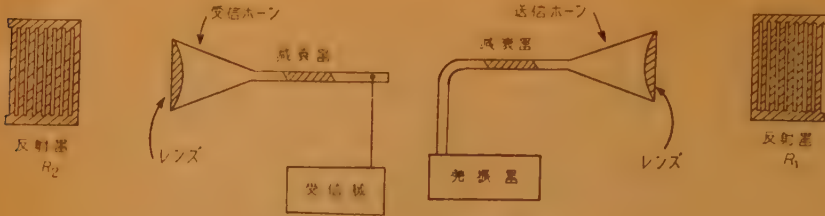



図 10　ファブリ・ペロー干渉計

きい反射板の間で反射されて干渉を起こし，丁度空胴共振器と同様に，反射板（結合板）の間で多重反射をして共振する．構造図の例を図 10 に示す．図は 34 Gc の例であるが，反射器 R_1, R_2 は 4 分の 1 波長のポリスチレン板を自由空間波長の 4 分の 1 の等間隔で 8 枚並べてできている複合反射器であって，反射係数 0.9977 となっており，ごく 1 部の電波のみを透過する．波長測定に対しては，一方の反射器を移動し，移動距離とその間にある共振点の数とから波長を決定する．試作のもので実効的な Q 値が 6 万以上にも達している[52]．反射器，送受信ホーンを含めた回路系は導波管回路と同じように取扱い，設計することができる．

マイケルソン干渉計は送信ホーンからのふく射を 45° 傾いた半透明な反射器によって，電波を 2 等分し，それぞれを完全反射板によって反射させて，その干渉を利用するものであって，導波管回路のマジックティによる干渉と同じ動作をさせている．

(b)　回折格子分光計

金属板に等間隔に切られた溝に平面波が入射すると（溝の方向に電気力線が向いて），その散乱波が干渉

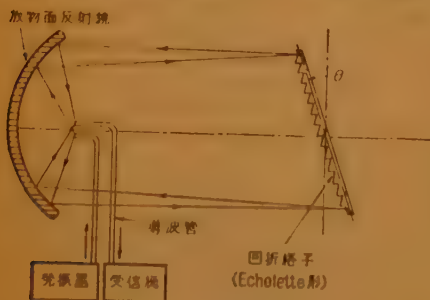



図 11　ミリ波回折格子分光計

して，溝の間隔と波長とで決まる特定の方向（角度）に干渉すなわち強い電波を感ずる．図 11 は試作品の説明図であって，回折格子の幅 300 mm，溝数 40 本，放物面反射鏡の直径 400 mm，使用波長 3〜6 mm である[53]．

回折格子分光計ではスペクトルの方向（角度）を測って波長を決定する．その際角度の測定精度から制限されるのは波長の相対誤差 $\Delta\lambda/\lambda$ である．これは空胴波長計や干渉計の場合のように寸法の測定精度から絶対誤差 $\Delta\lambda$ が制限されるのに比べて大きい特色があり，原理的に短波長で有利である．回折格子の溝の間隔は大体波長の程度であるから，ミリ波帯では光学的波長帯に比べて工作が容易であり，空胴波長計のように細かい工作を必要としない利点がある．これらを総合して考えると，中ミリ波帯までは寸法が大きく不便であるが，短ミリ波帯およびサブミリ波帯において有利である．

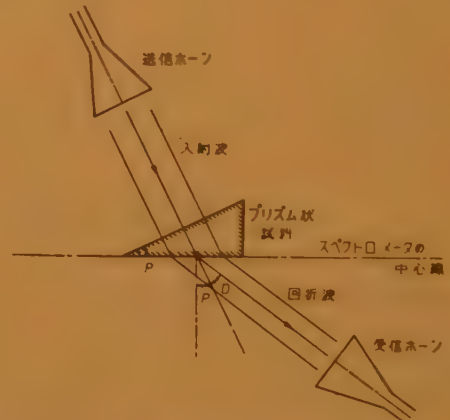



図 12　プリズム状試料を用いた回折波（誘電率）の測定

ファブリ・ペロー干渉計および回折格子分光計などの光学的な測定がミリ波帯において実現されることが今までの実験で示されたが，ミリ波特に短ミリ波における機器化についての報告がないので，この方面への期待がよせられている．

(c)　物質定数の測定

誘電体板からの反射波および回折波（振幅および方向）は誘電率によって決まるから，平面波を投射して，その回折波の方向を測定すれば誘電率が求められる．図 12 はその原理を示す図で試料をプリズム状にして回折波の方向（$P+D$）から誘電率を測定する[54], [55]．図で紙面に垂直な方向には 2 枚の金属板を置いて電波の放射を限定するとともに二次元的な空間としている．

このような測定法は現在なお 2,3 の検討がなされ

ているに過ぎないが，周波数が高くなってきて導波管回路による物質定数の測定が困難になった極限において意義を持つものであって，再検討されなければならない．

(5) む す び

マイクロ波技術の向上とともに，測定精度の向上，広帯域測定法が開発されてきたのは当然であり，一方周波数の高い方へとマイクロ波の利用が進むにつれて，この方面すなわちミリ波の測定が開発されてきた．今後数年後には，ミリ波における測定技術が飛躍的な進歩を遂げているであろう．

本章においては測定技術の現状を紹介したつもりであるが，短日時に調査勉強したので，調査洩れあるいは不明確な説明があるかと思われるが，御批判を賜われば幸である．なお広範囲な事項でもあるので，説明不充分な点が多いが，これは引用文献を参照していただきたく，現状を理解していただければ筆者の喜びとするところである．

文　　献

(1) 土屋：昭 33 信学全大 126；昭 34 同上 242.
(2) 岡村外：昭 34 同上 241.
(3) 岩片，小原：同上 243.
(4) 河津外：同上 239.
(5) 押本：昭 32 同上 152.
(6) 横内：昭 33 連大 890.
(7) Beatty : Trans. I.R.E. MTT-7, 346, (1959)
(8) Ginzton : "Microwave measurement", Mc-Graw Hill (1957).
(9) Waltz : Micowave journal, **2**, (May 1959).
(10) 浜崎，片山：昭 35 連大 1212.
(11) 柏木：エレクトロニクス (昭 34-07).
(12) 桜井外：計測 (昭 34.1)，電気試験所彙報 **22**，(昭 33-04).
(13) 田幸，信学誌，**43**，p 138，(昭 35-02))
(14) Crandell : 1957 I.R.E. Wescon Conv. Rec. Pt. 1, 26
(15) 岡村，川上：昭 35 連大 1301.
(16) 佐藤外：同上 1286，1287.
(17) Sharpless : B.S.T.J. **35**, 1385, (Nov. 1956)
(18) Jenny, I.R.E. **46**, 717 (April 1958)
(19) Sharpless, B.S.T.J. **38**, 259, (Jan. 1959).
(20) Kita : I.R.E. **46**, 1307, (June 1958).
(21) Ohl et al : Rev. Sci. Inst.,, **30**, 765, (Sept, 1959)
(22) Cowan and Gordy : Phys. Rev., **104**, 551, (Oct. 1956).
(23) Ayres : Trans. I.R.E. MTT-7, 62, (1959).
(24) 牧本，山本：昭 35 連大 1232.
(25) 植之原外：同上，65，
(26) Baird and Coleman : "Millimeter waves", Polytechnic Press, 289, (1959).
(27) 小笠原：エレクトロニクス (昭 35-03).
(28) 中川，伊藤：昭 34 信学全大 192.
(29) Kravitz et al : I.R.E. **47**, 331, (1959).
(30) 徳江外：昭 35 連大，1222.
(31) Heller : "Millimeter waves," Polytechnic, Press, 73, (1959).
(32) Olinear and Altschuler, J.A. Phys, **26**, 214, (1955).
(33) 植松：マイクロ波伝送研究専門委資料 (昭 33-07).
(34) 中原，倉内：同上 (昭 34-12).
(35) Beck : B.S.T.J. **35**, 35 (1956).
(36) 仲丸外：昭 35 連大，1273.
(37) 榛葉：同上 1298.
(38) Young : P.I.E.E. 106 B, Suppl , 62, (1959).
(39) Karbowiak and Skedd : 同上，66 (1959).
(40) 岡田外：昭 34 信学全大 235.
(41) Keith-Walker : P.I.E.E. 106 B Suppl., 97, (1959)
(42) 牧本，弓場：ミリ波開発総合研究 (昭 34-11).
(43) 同上：昭 35 連大 1299.
(44) 藤井外：昭 34 同上 797.
(45) Lewis : Trans. I.R.E. MTT-7, 110, (Jan. 1959)
(46) Effemey : Conv. on long-distance trans. by waveguide (Jan. 1959).
(47) 横内：昭 33 関西支部連大 175，
(48) 本田，黒川：昭 34 信学全大 202.
(49) 横内：ミリ波関発総合研究 (昭 34-11).
(50) 柳井，池田：昭 35 連大 1294.
(51) 稲毛，菊島：同上 1291.
(52) Culshaw : Proc. Phys. Soc., 66 B, 597, (1953); Trans. I.R.E. MTT-8, 182, (1960).
(53) 末田：信学誌．**42**，677，(1959).
(54) Sollom and Brown : P.I.E.E. 103 B, 419, (1956)
(55) Blair : 1958 I.R.E. National Conv. Rec., Pt 1, 48.

4.9 テレビの測定

UDC 621.397.61(083.74)
621.317.7 : 621.397.61

A. テレビ放送機器の測定*

正員　岡　崎　　実
（日本放送協会 建設本部）

（1） は し が き

テレビ放送機器の測定について述べるわけであるが，テレビ放送局用機器の性能あるいは規格については，電波法でテレビ放送局としての性能が規定されている．

またアメリカでは R.E.T.M.A で，テレビ放送機の規格はかくあるべきであるという線を出している．また NHK では，テレビ放送用機器はこの規格のものでなければならないという線を仕様書で規定している．

電波法，R.T.E.M.A および NHK 仕様書で規定している規格を述べ，続いてその測定法，測定に必要な測定器の主なもの，最後にカラー関係について簡単に述べることにする．

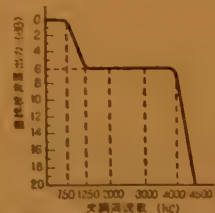
（2） テレビ放送機器の規格

(a) テレビ放送機の規格

(i) 適用範囲

項　目	電　波　法	R.E.T.M.A.	NHK 仕様書
適用範囲	テレビカメラ出力端子から空中線までの範囲（中継線および連絡線を除く）の映像設備およびマイクロホン（録音再生装置を含む）の出力端子から空中線までの範囲（中継線および連絡線を除く）の音声設備に適用する．	送信機を，空中線または擬似空中線で動作させたときの特性．	制御卓入力より擬似空中線までの全装置に適用する．（空中線は別の仕様書で規定している．

(ii) 映像送信機規格

項　目	電　波　法	R.E.T.M.A	NHK 仕様書
(1) 搬送周波数許容偏差	±1 kc 33年11月5日以前は ±0.003% であった．	規定周波数の ±0.002% 以内	±1 kc
(2) 入力インピーダンス		① 75 Ω Single ended. ② 抵抗分は入力直流 0～15 V で 0～4.5 Mc 間の偏差は ±2Ω 以内 ③ 4.5 Mc における等価直列リアクタンスは 10 Ω 以下であること．	終端抵抗の許容差は 75 Ω±2 Ω とし，インピーダンスの許容差は 0～8 Mc で 75 Ω±1 Ωとする．
(3) 入力レベル		入力が Composit picture signal の時最大 p～p2.5 V 最小 p～p 1 V の入力レベルで白レベルを含むごとく，変調できること．	基準変調に対して 1.4 V±0.1 V とし可変範囲を 1 V～2 V とする．
(4) 周波数特性	 直線検波器出力理想特性 総合周波数特性は上図理想的特性曲線から下の値の範囲内にあること． 変調周波数 500 kc にて −2 dB 1,250 kc にて −2 dB 2,000 kc にて −3 dB 3,000 kc にて −4 dB 4,000 kc にて −6 dB	理想特性よりの偏差は下の通りとする． 0.5 Mc＋2 dB ～−2 dB 1.25 Mc＋2 dB ～−2 dB 2 Mc＋2 dB ～−3 dB 3 Mc＋2 dB ～−3 dB 4 Mc＋2 dB ～−4 dB	理想特性よりの許容差は，100 kc を基準としてつぎの点を結ぶ範囲とする． 0.5 Mc±1 dB 0.75 Mc±1 dB 1.25 Mc±1 dB 2 Mc $^{+1\,dB}_{-1.5\,dB}$ 3.58 Mc $^{+1\,dB}_{-2\,dB}$ 4.2 Mc $^{+1\,dB}_{-3\,dB}$

* 4.9-Measurement in Television System. (A)-Measurements of Broadcasting Apparatus. By MINORU OKAZAKI (Japan Broadcasting Corporation, Tokyo) [資料番号 4845]

項目	電波法	R.E.T.M.A	NHK仕様書
(5) 波形ひずみ	基準変 A B C D E F / 振幅 +5 +10 +90 +8 +8 +5 / 時間 0.1 0.15 0.3 0.3 0 0 オーバシュート＝(リンギングの平均値とリンギングのピークとの差／基準振幅)×100% スミヤ＝(リンギングの平均値と基準振幅との差／基準振幅)×100% 仕様書の波形ひずみ指示図		
		現在では，どんな特性がよいか不明瞭なので特に規定していない．	交流結合の状態でサグ1%以内の60 c/s 15 kcおよび立上り時間0.03 μs以下の250 kc矩形波入力に対して，基準特性よりの許容差はつぎのとおりとする． サグ　2% 立上り時間　0.15 μs スミヤー　5% オーバシュート　8% アンダシュート　8%
(6) 非直線ひずみ		白レベルとペテスタルレベル間で，それらを結ぶ直線よりの偏差10%以内	真黒より真白まで成分の変化する入力に対して，直流結合の状態で，出力の画成分TV変調度の非直線ひずみは5%以下とする．
(7) ハム雑音		単一周波数正弦波で100%変調（中波でいう）したときのレベルに対して−30dB以下	ビデオ方式で−55 dB以下（ピーク値対ピーク値の比）
(8) 異種変調雑音		±25 kc変調相当のレベルを0 dBとしたとき50 c/s～15,000 c/s以内の映像搬送波のp～p FMは−40 dB以下	真白信号による周波数変調雑音は，±25 kc変調に対して，−40 dB以下
(9) 下側波帯強度	1250 kc以上の単一周波数で変調したときの下側波帯の強度は，100 kcの周波数で変調したときの下側波帯強度に比して，−20 dB以下であること．	200 kc側波帯電圧を基準にしたとき，1.25 Mcおよびそれ以上で−20dB以下であること．	200 kcの低側波帯電圧を基準として−3.58 Mcでは　−42 dB 1.25～4.2 Mcでは−20 dB　以下
(10) スプリアスふく射（高調波等・強度と許容値）	高調波，低調波寄生発射の周波数が3,000 kcを越えるものについてはそれぞれ空中線における平均の電力は，基本周波数の平均電力より40 dB以上低いものであって，かつ200 mWをこえないものであること．	搬送波電力に対して−30 dB以下．	搬送波電力に対して−60 dBまたは1 mW以下．
(11) 出力変化		同期ピークレベルまたはペテスタルレベルにおける出力の変化は，搬送波最高レベルの平均の5%以下	合成信号の画成分を真黒より真白まで変化する矩形波(60 c/s±2c/s)で変調した場合の同期ピーク値およびペテスタルの変化は同期ピーク値の平均に対して2%以下とする．
(12) 出力変動	連続した二つのフィールドを送る時間中における，同期信号のピーク値の変動は，その間のピーク値の平均値に対して±2.5%であること．	入力信号が全黒より全白まで変化したときの搬送波の最高レベルの変動は，全黒変調時の10%以内．	入力信号が真黒より真白まで変化したとき，同期ピーク値の変化は4%以下とする．
(13) 黒レベル	ペテスタルレベルは搬送波最高レベルの75%であること，この場合において許容偏差は，搬送波最高レベルの±2.5%とする．	1. 一定の画のとき，搬送波最高レベルの(75±1)%にペテスタルをセットできること． 2. 画の内容の変化によるペデスタルの変動は，搬送波最高レベルの±1.5%以下であること．	真白信号のとき同期ピーク値の(75±1)%にペデスタルをセットし，真白より真黒まで変化したときのペデスタルレベルに相当する変調レベル差は3%以下とする．
(14) 基準白レベル	白レベルは搬送波最高レベルの15%であること．この場合において許容差は搬送波最高レベルの+0%−5%とする．	搬送波最高レベルの12.5%±2.5%	真白信号のときの同期ピーク値の12.5%±2.5%に基準白レベルをセットでき，真白より真黒まで変化した白スリット信号のとき基準白レベルに相当する変調レベル差は5%以下とし最大白レベルは同期ピーク値の5%以下とする．

(iii) 音声送信機規格

項目	電波法	R.E.T.M.A	NHK 仕様書
(1) 搬送周波数許容偏差	±1 kc	規定周波数の ±0.002% 以内	±1 kc
(2) 入力インピーダンス		入力インピーダンス 600 Ω または 150 Ω	600 Ω としてその許容差は1,000c/s において ±5%, 50 c/s～10 kc において ±15%
(3) 入力レベル		100% 変調に対する入力レベルは, 10 dBm±2 dBm	400 c/s 100% 変調に対して 10 dBm±1 dBmまたは −30 dBm ±1 dBmとして, 可変範囲を ±10 dBm とする.
(4) 周波数特性	総合周波数特性は変調周波数 100 c/s から 7,500c/s までの間においてプリエンフアシスを行なう場合の 75 μs の時定数を有する理想的インピーダンス周波数特性曲線から −3dB までの範囲内にあること.	平担または 75 μs のプリエンフアシス曲線よりの偏差は, ±10 kc, ±20 kc, ±30 kc, ±40 kc, 最大周波数偏移のとき 50～15000 c/s 内で 1 dB 以内	75 μs プリエンフアシス曲線の理想特性よりの許容差は, 400 c/s を基準として 50 c/s～75 kc で ±1 dB とする.
(5) 波形ひずみ	総合ひずみ率は 200 サイクル 1000 サイクルおよび 5000サイクルの変調周波数において ±25 kc の周波数偏移を行つた場合 5% 以下であること. この場合においては75 μs の時定数を有するインピーダンス周波特性の回路によりデイエンフアシスを行なうものとする	30 kc までの高調波によるひずみは ±10 kc, ±20 kc ±40 kc 変調のときつぎの値であること. 50～100 c/s 1.5% 以下 100 c/s～7.5 kc 1% 以下 7.5～15 kc 1.5% 以下	ひずみ率はつぎのとおりとする. 20～100% 変調に対して 50～100 c/s 1.5% 以下 100 c/s～7.5 kc 1% 以下 100% 変調に対して 7.5～15 kc 1.5% 以下
(6) 雑音	信号対雑音比は変調周波数 1000 サイクルにおいて ±25 kc の周波数偏移を行なつた場合, −50 dB 以下であること。この場合, デイエンフアシスを行なうものとする.	50～15,000 c/s 帯域内の FMノイズレベルは 100% 変調 (±25 kc) の信号レベルに対して −58 dB 以下.	100% 変調に対して −55 dB 以下.
(7) 異種変調雑音		50～15,000 c/s 帯域内のAMノイズレベルは, 無変調搬送波レベルに対して −50 dB 以下.	無変調時および 1 kc, 100% 変調による振幅変調雑音は搬送波に比して −45 dB 以下.

項目	電波法	R.E.T.M.A	NHK 仕様書
(8) スプリアスふく射	映像送信機と同じ.	映像送信機と同じ.	映像送信機と同じ.

(b) ビデオ機器の規格

電波法の適用範囲には (a)(i) 項に記載されているとおり「カメラ出力端子から」と規定してあって, カメラ等演奏所設備機器の規格としては同期信号の波形, 立上り時間, 同期信号の繰返し周波数が規定されているだけである. したがって, ここでは参考としてNHK 仕様書で規定しているテレビカメラの規格だけを述べる.

(i) 適用範囲 この仕様書は日本テレビジョン標準方式による MTKO-4 形カメラ装置について規定する. なお性能としてはカメラケーブル線長 50 m, 100 m, 150 m, 200 m, 300 m の各々に対してつぎの特性を満足すること.

(ii) 周波数特性 100 kc を基準として, つぎのとおりとする.

1 kc～7 Mc の間で ±1 dB 以内

1 kc 未満および 7 Mc 以上は下降特性とする.

(iii) 波形ひずみ クランプ状態で, 60 c/s, 15 kc, 250 kc の入力矩形波に対し, 出力の波形ひずみは表1のとおりとする.

表 1 波形ひずみ

特性 ＼ 周波数	60 c/s	15 kc, 250 kc
立上り時間	——	0.1 μs 以内
オーバシュート	——	15% 以内
サグ	2% 以内	2% 以内

(iv) 雑音 前置増幅器入力 0.08 V(p～p) で, 出力 1 V(p～p) が得られる利得状態で, 1 V(p～p) に対し, ハム雑音は −60 dB(p～p) 以下とし, その他の雑音は −35 dB(r.m.s) 以下とする. ただしイメージオルシコン実装状態で, ビーム 0 とする.

(v) 直線性 (iv) の利得状態において, 擬似波形入力に対し出力電圧の直線性は 1 V(p～p) まで ±5% 以内とする.

(vi) 画質 NHK 解像度パターンに対し, 標準撮像状態 (標準撮像状態とは, 照度 500 ルクスの照明の下においてイメージオルシコン管の光電変換特性のニーポイントよりさらにレンズ絞りを一段明けた状態で撮像し, 増幅器出力を規定レベルに調整した状態をいう. ただし使用レンズは焦点距離 85 mm のものとする) において, つぎのとおりとする.

（イ）水平解像度　中央部 500 本以上，
周辺部 400 本

（ロ）その他黒引き，白引き，反射，リンギングその他の異常現像が認められないこと．またこの状態において被写体の照度を 1/5 とし，ターゲット電圧，ビーム量および出力電圧を規定レベルに調整した状態で画面上に誘導などによる同期性ノイズが認められないこと．

（3）テレビ放送機器の測定法

(a) テレビ放送機測定法

テレビ放送機の測定法のうち，搬送周波数の測定等簡単で一般的なものを除いて簡単に述べる．

(i) **出力**　普通ダミー，アンテナ切替器の前に取つけられている C-M 電力計（タイムコンスタントを適当にし，同期ピーク値のときの電力を示すようにしたもの）で測定するが，その較正はつぎのとおり行なう．

真黒信号，すなわち同期ピーク値の 75%±1% にペデスタルレベルをセットし，そのときの平均電力をダミーで測定しその値を 1.68 倍する．

1.68 倍するのは，測定結果を同期ピーク値のときの値に換算するためで，真黒のときの信号波形は図1のとおりで，このときの電力は表2のとおりとなる．

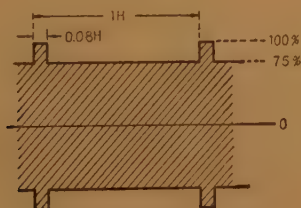



図 1　黒レベル変調波形

表 2　平均電力

	振幅	電力レベル	時間	平均電力
同期ピーク値時	100%	100%	×8%	=8%
ペデスタルレベル時	75%	$(0.75)^2\times100\%$ =56%	×92%	=51.5%
				合計 59.5%

したがって同期ピーク値のときの電力と黒信号の平均電力の比は

$$\frac{\text{同期ピーク値電力}}{\text{測定平均電力}}=\frac{1}{0.595}=1.68$$

で 1.68 倍となる．

なお平均電力の測定は，あらかじめ，商用電源周波数で，ダミーの冷却水または冷却風の入口，出口の温度差対入力電力の較正曲線をつくっておき，これを用いて行なうものである．図2はこの較正曲線の一例を示す．

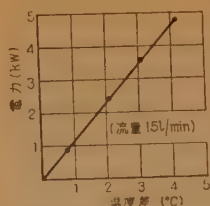



図 2　水冷ダミー温度差電力較正

(ii) **周波数特性**　（イ）周波数プロット法：広帯域発振器（10 c/s～10 Mc）を放送機入力に入れ，放送機出力を直線検波器で復調し，入力と出力を同一特性とみなされる充分シールドされた真空管電圧計または CRO で測定する．放送機は図3のごとく同期ピーク値の 50% の搬送波で AC 結合とし，入力信号は変調分 30% になるごとき正弦波とする．

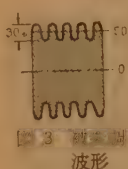



図 3　被変調波形

（ロ）スイープ法：AM 側波帯直視装置を使って行なう，測定器の項で原理については述べるが，上側帯波，下側帯波に側波帯を分解表示できるもので，図4はスイープ波形の写真を示す．

その他の周波数特性の測定法について，はビデオ機器の測定法の項で述べる．

放送機には上記（イ）（ロ）の測定法が主に用いられ（イ）は電波監理局の検査の場合に用い，日常の保守には（ロ）の方法が使われる．

図 4　テレビ放送機スイープ波形
（マーカは 4 Mc）

(iii) **非直線ひずみ**　放送機は基準変調，定格出力の状態で入力をブラウン管オシロスコープで，出力をエンベロープオシロスコープで測定するものとし，つぎによる．測定器としては，信号発生器としてテレビ試験波発生器を使用する．

（イ）入力信号として，図5，図6，図7の波形を用いる．これらはそれぞれ平均階調 50%，90%，10% に対応するもので，つぎのような波形である．図5は 1H を周期とした階段波形（10 段）．図6は 5H 中の 1H に階段（10 段）があり，のこり 4H は白信号である 5H を周期とした波形．

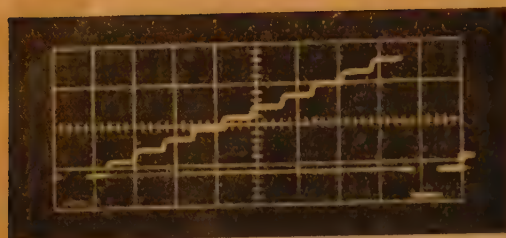



図 5 階 段 波 形

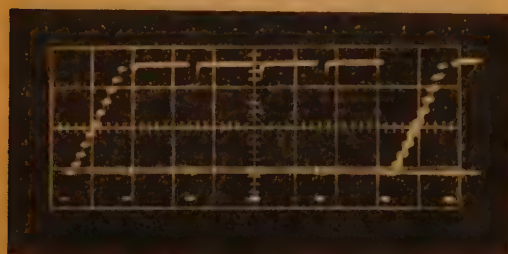



図 6 平均階調 90% 階段波形

図 7 平均階調 10% 階段波形

図 8 変調波形

図7は 5H の中の 1H に階段波形（10 段），残り 4H は黒信号である 5H を周期とした波形.

放送機の変調は図8のごとく階段波の最高レベルがテレビ変調度で 65% になるようにし，横軸に入力階段波の各階段振幅縦軸には入力に対応する各階段の変調度をとって非直線ひずみを算出する.

（ロ） 微分利得法によるもので，図5，図6，図7の各階段波上に数 Mc（NHK では 3.58 Mc を使用している）を重ね合せた図9（平均階調 50% の例）のごとき波形を入力信号として加え，放送機出力を映像復調器で復調して後，重ね合せ高周波のみを高域ろ波器でとり出し，これを水平掃引をHで同期したオシロの垂直軸に加え図10 のような波形を得，つぎにより算出する.

$$\text{微分利得} = \frac{\text{各レベルにおける利得の差の最大値}}{\text{最大利得}} = \frac{A-B}{A} \times 100\%$$

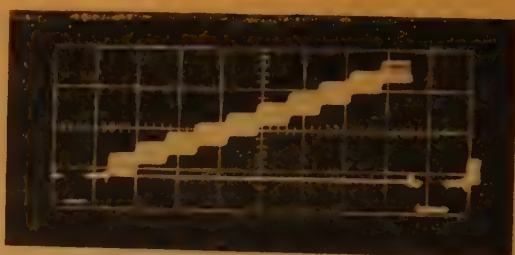



図 9 3.58 Mc 重ね合せ階段波形

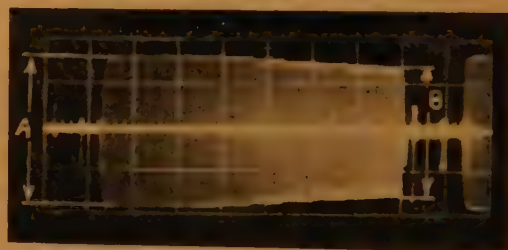



図 10 重ね合せ波検出波形

（iv） **音声送信機の測定法** テレビ放送機の音声送信機の測定法は，周波数特性，雑音等従来のラジオ放送機と同じであるから特に述べない. ただ FM 変調であるため直線性の測定の場合，FM 側波帯直視装置を使って周波数偏移を測定するので，これについてのみ述べる.

直線性 入力は測定に便利な周波数の正弦波（たとえば 3 kc）を用い，出力を FM 側波帯直視装置で測定する. なすわち放送機入力を変化するにつれて FM 側波帯直視装置のブラウン管面上の搬送波および側波帯の消える点が生ずるがその各点について，その入力レベルを求めるとともに，そのときの周波数偏移を表3より求める.

表 3 周波数偏移表

消える位相角 ＼ 消える順位	位相角（ラジアン）					
	搬送波	第1側波帯	第2側波帯	第3側波帯	第4側波帯	第5側波帯
1	2,405	3,832	5,135	6,379	7,586	8,780
2	5,520	7,016	8,417	9,760	11,064	12,339
3	8,654	10,173	11,620	13,017	14,373	15,700
4	11,792	13,323	14,796	16,224	17,616	18,982
5	14,931	16,470	17,960	19,410	20,827	22,220

周波数偏移（c/s）＝位相角×変調周波数（c/s）

図11 は FM 側波帯直視装置ブラウン管面上の波形の一例を示したものである.

測定周波数	100 Mc
変調周波数	3 kc
周波数偏移	4.2 kc

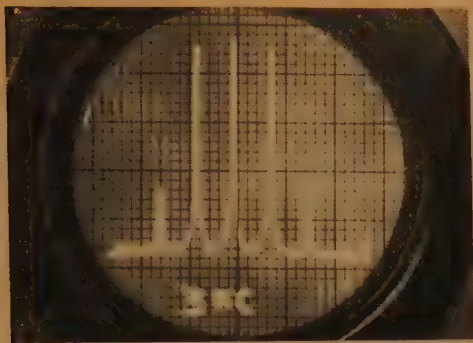



図 11　FM 側波帯直視装置による波形

(b)　ビデオ機器の測定法

原理的にはテレビ放送機とほとんど同じであるから，重複する部分ははぶき，新しい測定法等について簡単に述べる．

(i)　周波数特性　プロット法，スイープ法については全く同じ方法で行なう．放送機の A.M 側波帯直視装置に相当するものは映像掃引発振器である．ビデオ機器はパルスクランプ回路を相当数使っているため，テレビ放送機のように簡単に A,C 結合，D.C 結合の切換えができない．したがって同期信号の付加された信号で周波数特性がとれることが望ましい．その方法をつぎに述べる．

（イ）　マルチバースト法：図12 にマルチバースト信号を示す．周波数は左端が白信号で，つづいて 0.5 Mc，1 Mc，2 Mc，3 Mc，4 Mc，5 Mc である．このマルチバースト信号の特徴は 1 H の期間に白信号を含めて 7 つの信号を入れた点である．測定法としては（ビデオ機器，放送機のどちらにも使用できる）伝送系の入力と出力の信号の振幅をブラウン管面上ではかればよい．

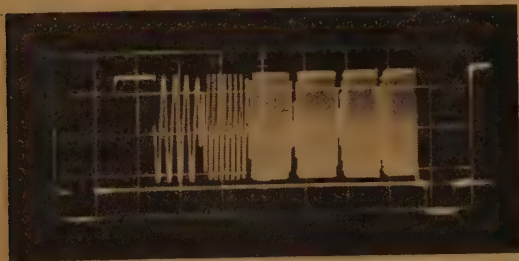



図 12　マチルバースト信号波形

（ロ）　同期信号付スイープ法：映像掃引発振器の掃引周波数を同期信号の垂直同期信号にロックし垂直期間にスイープ信号を入れたもので図 13 にその波形を示す．この場合，従来のマーカ信号では不便なので，0.5 Mc，1 Mc，2 Mc，3 Mc，4 Mc，5 Mc，あるいは

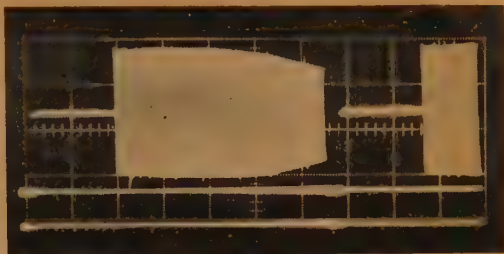



図 13　周期信号スイープ波形

0.5 Mc 1 Mc，2 Mc，4 Mc，6 Mc，8 Mc，10 Mc，等の固定マーカを同時に入れる方式（パラレルマーカ）を使う必要がある．

(ii)　バーティカルブランキングキーヤによる方法：ビデオ機器専用でなく放送機，中継回路にも使用できる新しい方法である．

方法としては，垂直ブランキングの一部に試験信号を挿入し，一般受像画面に現われないよう考慮すると同時に，放送中に各ビデオ機器，放送機，中継回線の測定をやろうとするものである．挿入場所としてはつぎの画面の始まりから逆算して 2～5 番目に挿入するのが一番障害を与えないようである．図 14 はマルチバースト信号 4 H 分挿入した波形を示す（なおこの波形は NHK 仕様書によるテレビ試験波形発生器の出力信号で，同期信号は簡易形にしているため等化パルスが入っていない）挿入信号としては，白信号，マルチバースト信号，階段波形等の信号が挿入できるので周波数特性，直線性，波形ひずみ等の測定が放送状態で実施可能である．

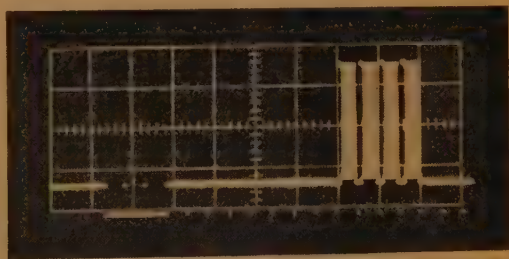



図 14　バーテイカルブランキングキーヤでマルチバースト信号 4 H 分挿入した波形

(4)　テレビ放送機器用測定器

現在 NHK テレビ放送局で使用している測定器のうちのおもなものをあげると，つぎのとおりである．

(i)　帯域幅直視装置　テレビ放送機の映像送信機の出力回路の静特性の測定に使用するもので，大出力の超短波掃引発振器である．

(ii) AM 側波帯直視装置　映像送信機の動作状態の周波数特性を上下両側波帯に分解して直視するものである．いうまでもなくテレビ放送機は残留側波帯方式を採用しているため，上側波帯，下側波帯の周波数特性は異なっている．したがって従来の両側波帯方式の送信機に使用されているような直線検波器を使って，周波数特性を推定することは危険である．そのため特に上下両側波帯を別々に分解して直視できるようにしたものである．AM 側波帯直視装置のブロックダイヤグラムを図 15 に示す．

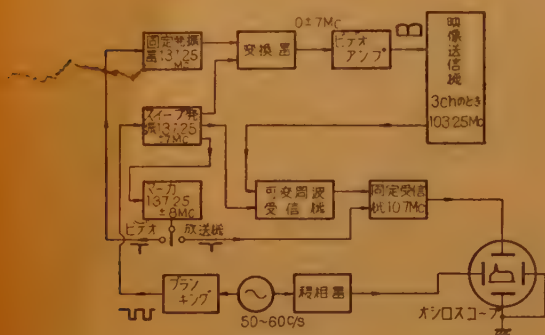



図 15　AM 側波帯直視装置ブロックダイヤグラム

動作原理としては，スーパ受信機の第 1 局部発振をスイープ発振器とし周波数を ±7 Mc 掃引し，到来電波を中間周波に変換し，増幅後検波してオシロスコープの垂直軸に加える．スイープ発振器は電源周波数でスイープされており，オシロの水平軸には電源周波数を移相回路を通して加えているため，受信機出力はスイープ発振器の周波数変化に従って順次分解され，オシロのブラウン管上に指示される．

一方スイープ発振器の出力は固定発振器との間にビートがつくられビデオ出力としてテレビ放送機入力に加えられる．

(iii) FM 側波帯直視装置　原理的には AM 側波帯直視装置と同様のもので，チレビ放送機の音声送信機が FM 変調されたときの上，下側波帯の振幅をブラウン管上で直視できるものである．ブラウン管上の波形は前述の図 11 に示してある．

(iv) エンベロープオシロスコープ　映像送信機の変調波のエンベロープを観測するものである．

(v) 映像周波発振器　前述の 4 機種がテレビ放送機専用のもので，この項以降は放送機ビデオ機器共用のものである．

発振方式はウィーンブリッジ方式で 10 c/s～10 Mc の正弦波を 6 レンジの切換で取出しうるものである．

(vi) 映像掃引発振器　15 kc～15 Mc のビデオスイープゼネレータで，ビデオ機器の周波数特性の測定に使用する．

(vii) TV 試験波形発生器　前述測定法の項で述べた種々の試験波形を発生するもので，器内に簡易同期信号も自蔵している．

信号波形は，縦しま信号，横しま信号，ウインドウ信号，格子しま信号，階段波形（10 段 3.58 Mc 重ね合せ可能）ドット信号などである．

(viii) 矩形波発生器　波形ひずみの測定に使用する対称矩形波を発生するもので，60 c/s，15 kc，250 kc を発生し，250 kc の立上り時間は 0.02 μs である．

(ix) 15 Mc テレビオシロスコープ　垂直増幅器の帯域 15 Mc のシンクロスコープで，測定器の中では一番使用頻度の高いものであろう．

(x) 低周波特性測定器　音声周波数のレベル，ひずみ率の測定に使用するもので，オーディオの発振器，レベル計，ひずみ率計を組み込んだものである．

(xi) GM 測定器　受信管の g_m，その他の特性の測定器である．

（5）カラー放送機器の測定

NTSC 方式によるカラー映像信号は，映像搬送波を振幅変調し伝送する輝度信号と，副搬送波（3.579545 Mc）を互いに 90° 位相の異なった一組の副搬送波を抑圧された振幅変調側波帯として同時に伝送する 2 組の色度信号部でできている．したがってカラー複合映像信号を測定するには，白黒の各種の測定のほかに，輝度，飽和度，色相を測定する必要がある．図 16 に

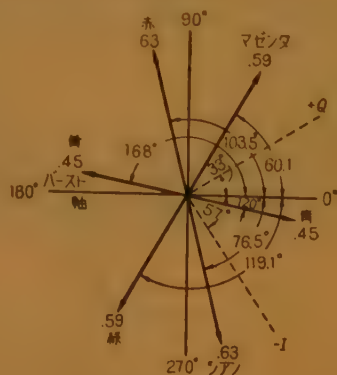



図 16　標準カラーベクトルダイヤグラム

標準のカラーベクトルダイヤグラムが示されている．おのおのの色相はそのベクトルがカラー副搬送波軸となす角度で表わされ，各色の飽和度は中心からの振幅で表わされる．現在アメリカT社その他から売り出されているベクトルスコープは，90° 度の位相差をもった二つの副搬送波で色度信号を復調し，それぞれの復調出力をオシロスコープの *XY* 軸に加えることにより，ブラウン管面上にベクトルを表示せしめて，直視的に色度信号の位相角と飽和度を測定するもので，位相確度は ±1.5°，位相分解能は 0.1° 程度のものである．

図17 にベクトルスコープによるブラウン管面上のベクトル表示波形を示す．

図17　ベクトル表示波形

ベクトルスコープは直視的に各色相と和飽和度を測定できて便利なので，現業的にはこの測定が多く使われる．白黒テレビの周波数特性の測定の場合のスイープ法に相当するものであろう．白黒の周波数プロット法に相当するものにカラーシグナルアナライザがある．カラーシグナルアナライザは，復調したカラー映像信号を，オシロスコープに現わして，測定しようとする色度信号の各部に対する復調カラー信号の振幅が零になるよう，復調用 *CW* 副搬送波の位相を精密位相器で移相し，その移相角で色度信号の移相角を測定するもので，精密測定に適するが測定に時間を要する．つぎにカラーシグナルアナライザの測定原理を簡単に述べる．系統図を図18 に示す．まずカラー複合映像信号を高域フィルタを通して，*Y* 信号成分を除去して色度信号を取出し，これを位相検波器に加える．

位相検波管の第1グリッドに上の色度信号を，第3

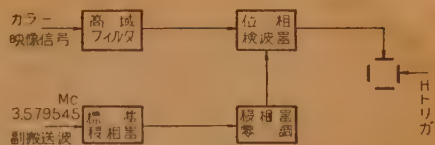



図18　カラー位相分析測定原理

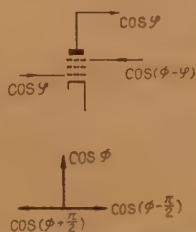
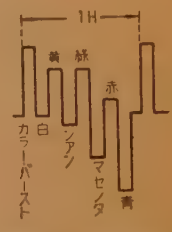



図19　同期検波器の動作　　図20　位相検波出力

グリッドには，標準移相器と移相器零調を通って来た *CW* 副搬送波を加える．この二つの信号の検波出力は図19 のように二信号の位相を φ とすると $\cos\varphi$ に比例するから，検波出力電圧が零のときは $\cos^{-1}=\pm\pi/2$ である．したがって標準移相器の移相角を零にしておき，オシロスコープに図20 に示すような同期検波出力波形を表わすため，カラーバースト信号の検波出力が零になるように移相器零調を調整すると，色度信号と副搬送波の位相差は $\pm\pi/2$ となる．色度信号の測定しようとする色相の部分の位相検波出力を移相器を動かして，零出力となる位相角が φ_1 であるならば，カラーバーストとの間の位相差は φ_1 もしくは $\varphi_1+\pi$ である．このようにして，カラーバーゼネレータ，カラープレクサを経て入力端子に加えられる各色すなわち青，赤，緑，シアン等について個々に測定することができる．

なお，先に上げたアメリカT社製のベクトルスコープは，直視できるベクトル表示の性能と，今述べたカラーシグナルアナライザの性能の両方をもっているものである．

カラー用測定器としては，この外に放送機等の遅延ひずみを測定するための遅延ひずみ測定器や，カラー受像機，カラーモニタ調整のためのカラーバードット発生器等があるが，これは省略する．

(6) む　す　び

以上テレビ放送機器の測定全般について述べたが，紙面の関係で全般にわたって簡単に述べざるを得なかった．この項に関係あると思われる文献の二，三を紹介してむすびとする．

文　献

(1) N.N Parker Smith and C.J Matley : "The vectorscope for proving colour television signals," Electronics and Radio Engr., p 198 (June 1957).
(2) J.R Popkin Clurman : "Video transmission testing te chniques for monochrome and color", Trans. I. R.E. PGBT-8 p 14 (June 1957)
(3) "Vertical interval test signal", I.R.E National Conv. Rec. Part 7, p17 (1957).
(4) H.L. Mansford and K.M.I Khan : "An amplitude/frequency response display using a ratio method", Elec. Engng. (Sep. Oct. 1958).
(5) A Ste-Marie : "Video testing techniques in television broadcasting", Elec. Engng. p 968 (Nov. 1957).
(6) 高木俊彦："カラー信号分析器",テレビ学誌, p 30, (1958-12).
(7) 下野孝吉："遅延歪測定器", テレビ学誌,p 31(1959-06)

UDC 621.317.3 : 621.397.62

B. 受像機の測定

赤　坂　　滋
(NHK 技術研究所)

(1) はしがき

白黒受像機の測定法は，調整方法および製品の試験方法共にほとんど確立され；試験方法[1]に関しては近い将来 JIS として公けにされる予定である．本文ではまず白黒受像機に必要な性能についてのべ，ついで特性の測定法，測定器について述べる．カラー受像機は本年やっと市販され始めたばかりで，調整方法も定まったものはないが，必要な特性，その測定法および測定器の概略について述べてみる．

(2) 白黒受像機に必要な性能[2]

白黒受像機の測定法は確立されたが，その必要な性能は判然とした定めもなく各メーカーで任意に社内規格を定めている現状である．したがって，ここではその一例をのべる．受像機はその構成により分類すると，偏向部，映像受信部，音声受信部に分けられるので，性能もこの3つに分けて示すと表1の通りである．

(3) 白黒受像機の特性の測定法

受像機の調整と試験は不可分の関係にあるので，まず調整方法について簡単にのべ，つぎに試験方法について述べてみよう．

映像受信部においては，チューナ，中間周波増幅器，映像増幅回路（映像検波器を含む）を個々に調整する．チューナの調整は高周波入力に掃引発振器を接続し，チューナのテストポイントにオシロスコープを接続し，掃引波形を出す．高周波入力にマーカ発振器を疎結合し掃引波形上にマーカを入れ，各チャネルの特性が図1のようになるように調整をする．特性の谷はなるべく少ないようにする必要がある．中間周波増幅器の調整を行なうには，チューナの周波数変換管のシールドケースをはずし真空管に掃引発振器を結合する．映像検波器の出力にオシロスコープを接続して掃引波形を出す．マーカ発振器を適当に疎結合し，図2の特性が得られるように各段の同調コイルおよびトラップを調整する．帯域幅（図2参照）は受像管の大きさ等によって定まるが普通 3.2 Mc 位である．頂部の特性は真中が凹になったり平坦なものより幾分丸みのある方が過渡特性が優れている．映像増幅回路の調整は，中間周波広帯域変調器を映像掃引発掃器で変調し，中間周波増幅段の終段に加える．映像出力に高インピーダンスの検波器を

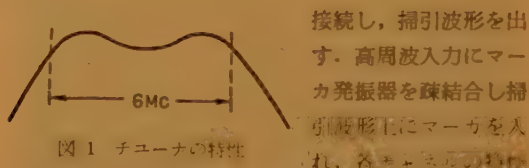
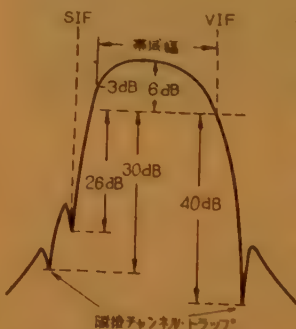



図 1　チューナの特性

図 2　中間周波増幅器の特性

図 3　映像増幅器の特性

* 4.9. (B) Measurements of Receiving Set. By SHIGERU AKASAKA (Technical Laboratory, Japan Broadcasting Corporation, Tokyo) [資料番号 4846]

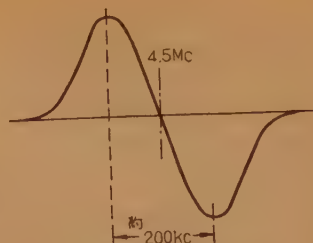
表 1 白黒受像機に必要な性能

分類	項目		必要な性能
偏向部	走査の非直線ひずみ	垂直走査	※ ±5% 以下
	〃	水平走査	※ ±10% 以下
	ラスタひずみ		※ ±3% 以下
	走査の振れ過ぎ		20% 以下
	画面の最大輝き		※ 50ユニット以上
	高圧の負荷特性		無負荷電圧は 125 μA 負荷電圧の 110% 以下
	ラスタゆすれ		0.2 mm 以下
映像受信部	最大感度		40 dB 以下
	実用感度		※ 54 dB 以下
	アンテナ入力回路の反射係数 (VSWR)		1.5 以下
	IF 音声トラップの減衰		※ 26 dB 以上
	IF 隣接チャネル トラップの減衰		※ 上のチャネル用 30 dB 以上，下のチャネル用 40 dB 以上
	中間周波妨害比		※ 40 dB 以上
	イメージ周波妨害比		※ 40 dB 以上
	電源線妨害抑圧比		※ 40 dB 以上
	変調周波数対振幅特性		60 c/s～3.5 Mc まで 100 kc基準で±2 dB 3.5 Mc 以上は下降特性
	ステップレスポンス		立上り時間 0.2 μs 以下 オーバシュート 10% 以下
	低周波方形波レスポンス		サグ 5% 以下
	局部発振器の起動時の周波数変化		※ +200 kc−400 kc 以内
	S/ハム		55 dB 以上
音声受信部	信号対雑音比		※ 40 dB 以上
	妨害排除能力振幅変調抑圧比		※ 26 dB 以上
	〃	ハム抑王比	※ 40 dB 以上
	電気的忠実度		※ 50 c/s～10 kc/s 偏差 15 dB 以内
	ひずみ		※ 5% 以下
	実用最大出力		※ 0.5 W 以上

記：必要な性能の項の ※ は文献 (2) より引用し，その他は長野無線中継用受信機の性能より引用した．

接続してオシロスコープに掃引波形を出す．マーカを挿入して図3の特性が得られるようにピーキングコイルおよびダンプ抵抗を調整する．

また 4.5 Mc のトラップも正しく周波数を合わせる．以上の調整が完了したら，高周波入力より標準信号発生器を挿入してチューナの局発周波数を正しく合わせる．

図 4　音声検波器の特性

音声受信部においては，音声中間周波入力に掃引発振器を接続し，音声検波器の音声出力にオシロスコープを接続する．マーカ発振器を疎結合して図4の波形が得られるように調整をする．4.5 Mc 増幅段は標準信号発生器と真空管電圧計を用いて正しく 4.5 Mc に合わせる．音声増幅段は設計通りに製作すればほとんど調整の必要はない．

偏向部においては，高周波入力あるいは映像増幅器入力に格子縞発生器を接続し，画面に格子縞を出して非直線ひずみ，走査のふれ過ぎを調整する．以上各部の調整法を重点的に記したが，つぎに試験方法について述べる．

試験方法については，JIS 案によって概略の説明をしてみよう．試験は全般的動作状態の検査，映像部の試験，音声部の試験に分れている．この JIS 案による試験は，映像，音声部の主要な測定は標準テレビジョン信号発生器を用いて送信側と非常に近い方法で測定を行なうことになっているのが大きな特徴である．

全般的動作状態の検査は，機械的検査，受信周波数帯，各部動作電圧および消費電力，絶縁，温度上昇，連続動作の項目からなっている．

映像部の試験は偏向回路も含めたもので，偏向に関しては，偏向ひずみ，画面の輝き，電源非同期のために生ずる特性等を測定することになっている．まず偏向ひずみは，画面に縦 16 本横 12 本以上の格子縞を出し写真撮影をする．そして写真から格子縞の間隔を測定し，平均間隔との差の百分率より走査ひずみを算出する．つぎに画像面内にある格子縞の最も外側の輪郭についてラスタひずみを測定する．つぎに入力信号の格子縞の数と画面に再現される縞数とより走査のふれ過ぎを知ることができる．

画面の輝きの特性は，輝部最大輝き，大面積最大コントラスト，輝きの変換特性，黒レベル偏移等の特性を光度計で測定する．

電源非同期のために生ずる特性は，画面の明るさの変動を光度計とオシロスコープで測定する．またラスタのゆれも測定する．

映像部の試験は大きく分けて，感度，妨害排除能力，映像忠実度，安定度，その他に分けられている．感度のうち最大感度は標準テレビジョン信号発生器を標準試験変調（縦2本の黒縞で 85% 変調する）して受像機に加え，標準映像出力（本来は画面の輝きで決めるが，暫定的には同期を除いて 20 Vp-p）が得られる信号発生器出力を測定する．実用感度は信号対雑音比が 30 dB の標準出力を得る最小の受像機入力で，3段の階段波で標準テレビジョン信号発生器を 85% 変調し，信号発生器出力を加減して映像出力の p—p 値と灰色部の雑音電圧（実効値）をオシロスコープで測定し，その比が 30 dB となる信号発生器出力を求めたものである．自動利得調節特性は，標準テレビジョン信号発生器を映像は 10 段の階段波で，音声は 400 c/s 30% で変調し受像機に加え，各入力値における映像音声の出力電圧を測定したものである．この他入力回路の反射係数の測定がある．

妨害排除能力の試験は，一信号選択度（この測定により各種トラップの減衰度を知る），中間周波妨害比，イメージ周波妨害比，電源線妨害抑圧比等を測定する．

映像忠実度の試験は，変調周波数対振幅特性，ステップレスポンス，低周波方形波レスポンスに分れ，いずれも標準テレビジョン信号発生器を用いる．まず変調周波数対振幅特性は，同期のついた正弦波で85%変調した 70 dB のテレビ信号を受像機に加え，正弦波周波数を変化して総合の周波数特性をとる．ステップレスポンスと低周波方形波レスポンスは，各々線周波数の方形波，60 c/s の方形波で 85% 変調した信号を受像機に加え，出力波形をオシロスコープで観測して，前者は立上り時間とオーバシュートを，後者はサグを測定する．

安定度は，局部発振器の周波数安定度（起動時と電源電圧変化），水平垂直の同期範囲を測定する．

その他の項では，画像におよぼすマイクロホニックの影響，同調範囲等を測定する．

最後に音声部の試験であるが，音声部の試験は，信号対雑音比，妨害排除能力，忠実度，ひずみの測定からなっている．音声部の試験は全部高周波から標準テレビジョン信号発生器を用いて放送と同一の状態で試験をすることになっている．

妨害排除能力は振幅変調抑圧比とハムを測定する．忠実度は電気的忠実度と音響的忠実度を測定する．

ひずみは出力を変化した場合，入力を変化した場合，変調率を変化した場合，変調周波数を変化した場合を測定し，最後にひずみ率 10% のの出力を示す実用最大出力を測定することになっている．

以上試験方法の要点を記したが，一つの試験項目について2つ以上の試験方法があり，そのいずれを用いても同様の結果が得られる場合には別法として記してある．

（4） 白黒受像機の特性，測定に必要な測定器[2]

調整に必要な測定器と試験に必要な測定器についてその概略をのべる．

（イ） 掃引発振器：12 チャネルの高周波掃引信号，中間周波掃引信号（中心周波数可変），映像掃引信号が出ること．

（ロ） マーカ発振器（標準信号発生器でもよい）：（イ）のマーカに使用できるもの．

（ハ） オシロスコープ：掃引波形観測用の簡易なもの．

（ニ） 格子縞発生器：映像出力および，高周波変調した出力の出るもので，格子縞は縦 16 本横 12 本以上．

（ホ） 中間周波広帯域変調発振器：映像掃引信号で変調できる広帯域変調の SG で，周波数は中間周波数帯を可変のもの．

（ヘ） 標準テレビジョン信号発生器：映像，音声両信号の組合わされた高周波出力が得られるもので，テレビ送信機の小形なもの．チャネルは 2 または 3,6 および 9 の最低 3 チャネル必要である．

（ヘ） オシロスコープ：各種映像信号波形の観測に用いるものであるから，20c/s～5 Mc±2 dB 以内，偏向感度（増幅） 150 mm/Vp-p 以上の高性能のもの．

（ト） 特殊波形信号発生器：各種の図形の信号を発生するもので必要な波形は，縦2本黒縞，縦1本白縞，横1本白縞，縦 16 本横 12 本以上の格子，縦 10 段と 3 段の階段波，可変周波正弦波，全面白および全面黒である．

（チ） 標準同期信号発生器：日本テレビ標準方式による同期信号，帰線消去信号その他を発生するもの．

（リ） 標準信号発生器：搬送周波数 18～280 Mc，出力電圧 114 dB 連続可変，AM および FM のできるもの．

（ヌ） 標準試験図形信号発生器（モノスコープ）

（ル）　光度計：視感度に合致し，0.67～333 ニットの横 2×縦 4 cm の拡散発光面を距離 4 cm 以上で測定可能なもの．

（オ）　VHF ヘテロダイン周波計：局発の各種測定のできるもの．

（ワ）　音声周波発振器

（カ）　音声信号出力計

（ヨ）　ひずみ測定器

（タ）　その他：高インピーダンス検波器，方向性結合器，インピーダンス変換器等

（5）　カラー受像機の特性の測定法[(3)，(4)]

カラー受像機と白黒受像機の大きな違いは，白黒受像機の各回路の他に色再生回路が必要なことと，受像管に3色受像管を使用すること，これの付属回路を必要とすることである．したがって調整も白黒受像機の幾分異なる上に，他にいくつかの調整を行なう必要がある．またカラー受像機の各部の特性は設計により幾分異なるので，ここでは調整の方法と特性の一例について示すこととした．（特性は RCA 製 800 形カラー受像機のもの）

チューナおよび中間周波回路は，白黒受像機と同じ方法で調整を行なうが，中間周波回路の特性は図5のように 3 Mc まで大体平坦で 3.58 Mc で －6 dB 低下し，音声の減衰は 60 dB 以上になるように調整をする．

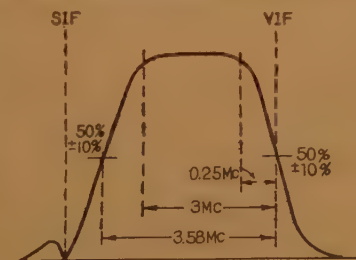



図 5　カラー受像機の中間周波特性

映像検波から後の回路は白黒受像機と相当に異なり，図6のような構成となっているので，つぎの方法で調整を行なう．映像検波，第一映像増幅，第二映像増幅の系統は白黒受像機でのべた映像回路の調整と同じ方法で行なえばよいが，映像増幅段が2段であるのと遅延回路やトラップ（4.5 Mc と 3.58 Mc）等があるので幾分複雑である．つぎに第1映像増幅の出力より帯域増幅器の出力までの調整を行なう

図 6　カラー受像機の映像信号回路

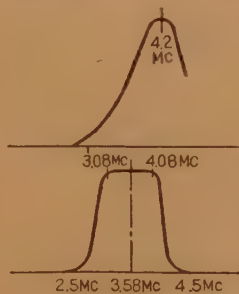
この調整は映像掃引発振器を第1映像増幅管の第1グリッドに接続し，復調器のグリッドに検波器を接続しオシロスコープに掃引波形を出させる．そして図7の特性が得られるように各段の調整をする．つぎに色復調器の調整は，グリッドに映像掃引発振器を接続し，復調器の出力に検波器とオシロスコープを接続して正しい帯域特性（図8）が得られるように，復調器の出力回路を調整する．

上図は帯域増幅器入力にある同調回路の特性，下図は出力にあるろ波器の特性

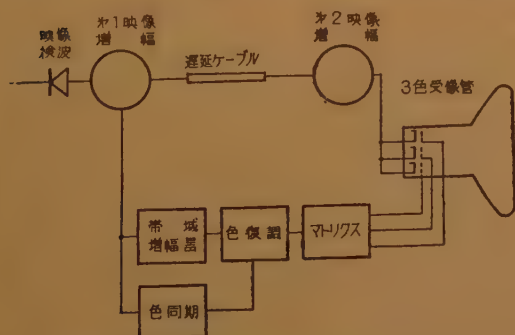
図 7　帯域増幅回路の特性

図 8　色復調器の特性

以上の回路の最終調整は，白黒受像機の場合と同様に総合で試験する必要があるので，標準テレビジョン信号発生器を映像掃引発振器で変調し，正しい特性が得られるようにすべきである．

つぎに色同期部の調整であるが，この回路は映像信号中のバースト信号を用いて色信号を同期検波するのに用いる 3.58 Mc の信号を作る回路で，調整には広帯域オシロスコープとカラー映像信号が必要である．カラー映像信号は放送を用いてもよいし，カラー・バー発生器等より得てもよい．

音声回路の調整は，白黒受像機とほとんど同じである．さて以上カラー受像機の各回路の調整方法について簡単に説明したが，カラー受像機では3色受像管を使用しているので，受像管付属回路の調整が必要である．

これらを色純度の調整，コンバーゼンスの調整，白バランスの調整と呼んでいるが，調整には消磁コイル，ドット信号発生器等が必要である．

(6) カラー受像機の測定に必要な測定器

カラー受像機に必要な測定器としては，白黒受像機の測定器(4項参照)以外につぎのものが必要である．

(イ) ドット信号発生器：格子縞発生器の縞の交点を切断して取出した信号である．映像出力と高周波変調した出力のあるもの．

(ロ) カラー・バー発生器：放送のカラーバー信号とほぼ同等の信号を発生するものである．

(ハ) カラー・シグナル・アナライザ：カラー映像信号の色相，彩度等を測定するものである．

(ニ) ベクトル・スコープ：カラー・シグナル・アナライザと同じ目的に使用する．

(ホ) エンベロープ・ディレイ測定器：エンベロープ・ディレイ・タイムの測定に使用する．

(ヘ) 直線性試験器：受像機の微分利得，微分位相等の測定を行なう．

(ト) その他：消磁コイル等．

(7) む す び

白黒受像機においては，今後高忠実度のものが要求さるだろう．したがって過渡特性の改善のための測定法，測定器が重要な問題となると思われる．

カラー受像機では，現在の受像機においては受像管付属回路の調整が最も大きな問題である．これは調整方法の問題というよりは現在の3色受像管自身の欠点である．したがって受像管関係の開発が目下の急務であろう．その他の回路では，色信号回路は受像管によって決まってくるものであるから，今後受像管の開発研究にともない種々研究して行かねばならない．

文　　献

(1) "テレビジョン受信機試験方法" 日本工業規格 (案-4) (昭 35).
(2) 山根三郎："テレビ受像機の性能基準に関する検討" NHK 技研月報 1, 11 (1958-11).
(3) Milton S. Kiver : Color television fundamentals".
(4) "The 800 series color television receivers". CTC 7 Chassis. RCA Victor Television Service Clinic.

UDC 621.317.7.002.2(520)

5. 測定器工業の現状と将来*

電子機械工業会・電子計測器技術委員会

(1) 序　　言

最近のエレクトロニクスの急速な技術的発達に伴い通信技術もカラーテレビジョンの実施，見通し外伝ぱん利用のマイクロ波中継，ミリ波の実用化等新分野は日ごとに開拓されつつある．

測定器は電子機器の工業や研究機関の設備の中枢をなすものであると同時に電子工業の技術の開発に伴い発展し，測定器が開発されることにより電子工業が発展するという一体不可分の関係にある．したがって電子技術の分野の拡大と共に，測定器もそれに即応した新しい機種の開拓が要求され，つぎつぎと新機種が現われつつある．

今般本誌特集号発刊に際し，読者諸氏に測定器工業に対する認識を深めていただくため，メーカの団体である電子機械工業会を中心とした測定器工業の現状や，当技術委員会の活動の模様等を紹介する．

(2) 測定器工業界の現状

(a) 製造業者の数

通信用測定器はその分野が非常に広いのでその製造業者の数も非常に多く，正確な数字をつかむことは困難であるが，当工業会の会員からその業者数の推移を見ると昭和27年頃は27～28社にすぎなかったが，30年には40社となり，昭和35年には50社の多きに達している．その規模はおおむね中小企業に属するものが多く，大企業でも測定器部門のみを取上げれば中小企業の程度の規模である．

(b) 測定器の種類

現在製作されている測定器の種類は多方面にわたるので非常に多く，大きく分類してもつぎのように11分類になり，細分すると実に1,700機種に及んでいる．(1960年版「電子応用測定器」に記されている機種数)

分　　類	機種数
1. 電圧，電流，電力測定器	246
2. 周波数測定器	108
3. 回路素子測定器	175
4. 伝送量測定器	65
5. 電波測定器	84
6. 発振器	323
7. 検出器	166
8. 測定用素子	106
9. 総合試験装置	68
10. 真空管測定器等その他	219
11. マイクロ波測定器	171
計	1,733

(c) 生産額および輸出入実績

生産額はその性質上絶対額は他工業と比較して大きくはないが逐年増加の一途をたどり，昭和34年に68億に達し，昭和35年は90億を上回るものと期待されている．なお輸出入については戦後の空白のため立おくれをきたし，輸入額の方が多いが，その生産額に対する割合は10%以下でかつ特殊用途の機器が大部分である．最近の5か年間の生産額および輸出入実績は図-1の通りである．

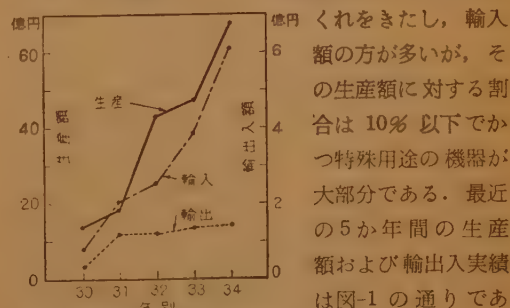



図 1　生産額および輸出入実績

(d) 研究開発の状況

さきに述べたように当業界はその性質上常に研究開発しかつ関連工業の先発とならなければならないので，公共の研究機関はもちろんのこと各製造会社も鋭意研究に力を注いでいる．その一端として最近の通産省の試験研究助成金による研究試作の状況を表-1に示す．

表 1　年度別研究試作の件数と金額

年　度	30	31	32	33	34
件　数	2	3	6	6	3
金額(千円)	2,200	3,600	9,200	8,000	5,600

* 5-Measuring Instrument Industry in Japan-Present and Future-. By Electronic Measurement Equipment Technical Committee. (Electronic Industries Association of Japan, Tokyo) [資料番号 4847]

なお上記に対する研究題目はつぎのようである．

30 年度　同軸用位相伝送量測定器の研究
　　極超短波インピーダンス直視装置の試作
31 年度　5,000 Mc 帯極超短波信号発生器の研究
　　円偏波応用測定器の試作研究
　　VHF, UHF 帯送信機の不要周波数成分測定装置
32 年度　高確度直読式空胴周波計の研究
　　電子計数方式による超広帯域周波計
　　超短波および極超短波帯雑音指数測定器の試作研究
　　信号発生器（高出力）
　　フェライト式可変減衰器の研究
　　広帯域電力計の研究
33 年度　大出力 UHF 標準信号発生器の研究
　　広帯域オシロスコープ
　　広帯域ブラウン管オシロスコープ
　　100,000 Mc 帯測定器の研究
　　マイクロ波大電力用測定器の試作研究
　　広帯域定在波比記録装置の試作
34 年度　35,000 Mc 帯信号発生器の試作
　　パルスゼネレータ（高忠実度）
　　カラーテレビ用測定器の研究

35 年度としては下記の研究項目が考えられている．

① 広帯域オシロスコープ（周波数特性 — 直接法 DC-500 Mc，サンプリング法 DC-1,000 Mc）
② パルス発生器（パルス幅 1〜4 μs，繰返し周波数，数 Mc 以上）
③ スペクトラムアナライザ（周波数範囲 10〜40 Gc，感度 −40〜50 dBm）
④ パルス計数装置（計数範囲直接 10^6 個/秒以上）
⑤ ミリ波大電力測定器（34 Gc 帯 200 kW 以上）
⑥ ミリ波信号発生器（周波数範囲 10〜15 Gc 連続可変）

（3） 技術委員会の活動

私共通信用測定器を製作している会社の技術者達が集まり技術委員会を作り，技術的の研究，規格の検討作成，技術の交換あるいは新しい技術の勉強等を行なっている．その活動状況はつぎのようであるが，運営は対象題目ごとに専門の小委員会を設けて作業を進めており，現在はテレビジョン測定器，トランジスタ測定器，マイクロウェーブおよびオシロスコープの各小委員会が設置されている．

（a） 規格の制定

測定器および測定器用素子の統一を図るため現在までテレビジョンのサービス用測定器，マイクロ波関係の各種測定器その他等について審議検討し，CES（電子機械工業会規格）として 17 種の規格を作成した．そのうち 3 種については JIS となって公布されている．なお以上の他ブラウン管撮影装置のアダプタ，10 Gc 以下の導波管形抵抗減衰器，テレビサービス用測定器の改訂等の規格を立案検討中である．

（b） 性能調査

国産測定器の技術水準を認識し，測定器製造技術の向上をはかる目的をもって昭和 30 年頃より性能調査小委員会を設立した．この小委員会では電波研究所の協力を得て各種外国測定器の調査解説，電界強度測定器，真空管電圧計，信号発生器等一般に多く使用される測定器の国産品，外国製品について性能調査を行ない，国産測定器のレベルアップに役立った．これらの性能調査結果はつぎのように報告されている．

① 電界強度測定器
　　電波研究所季報第 4 号（1955）
② P 形真空管電圧計の性能調査
　　電波研究所季報第 2 巻第 7 号（1956）
③ 全波標準信号発生器の性能について
　　電波研究所季報第 3 巻第 7 号（1957）
④ 国産並びに外国の全波標準信号発生器の性能比較　エレクトロニクス 33 年 1 月（1958）

（c） PR 活動

（i） 通信用測定器総覧の発行　通信用測定器は前にも記したようにその分野も広くまた種類も多いので，そのときに製造されている機種について整理分類して発表して使用者の便利の図ると共に，規格のある程度の標準化に役立たせんとし，測定器総覧第 1 版を昭和 27 年 9 月に発行した．以来昭和 29 年に 1955 年版，昭和 31 年に 1957 年版を発行し，昨年末に 1960 年版としてその範囲も拡大し，題目も「電子応用測定器」と改めて発行した．

（ii） 雑誌「電子計測」シリーズの発行　現場技術者のための高度の専門教育をうけていない方々を対象として，各種測定器の原理や正しい取扱い方等について記載した「電子計測」のシリーズを第 6 巻まで発行した．近日第 7 巻を発行し引続き第 8,9 巻と発行の計画である．

（iii） 展示会開催等その他　当工業会の業務委員会と協力して電子応用測定器展示会を昭和 33 年秋に

東京で開催した．出品会社 34 社出品点数 390 点で盛大であった．今年も 11 月に同様第2回目の展示会の開催が計画されている．また展示会を利用して電子計測に関する講演会も開催した．

その他各官庁に対する調査への協力，要望，関連部門への協力等を行なっている．

（4） わが国の測定器の技術的レベル

前に述べた 1960 年版電子応用測定器に記載された測定器の数は千数百種の多くを数え，一応の測定器は国産でも充分間に合う現状である．これらの中から主要測定器をピックアップし，わが国産測定器の技術的水準について考えて見よう．

まず第1に周波数測定器について説明すると，終戦後連合軍の占領下において電波規制の問題が極めて厳しく取上げられ，ここに急速なる進歩をとげ現状においては世界的水準にあるといっても過言でない．また最近においては電子計数方式による周波数測定器の開発が行なわれ電子計数装置として，あるいはこれを応用した周波数測定装置として製品化され周波数測定技術の進歩に大いに寄与している．これらの測定器について測定周波数と測定確度について調査してみることは，一応技術水準を示すものと考えられるので図2にこの関係を示す．

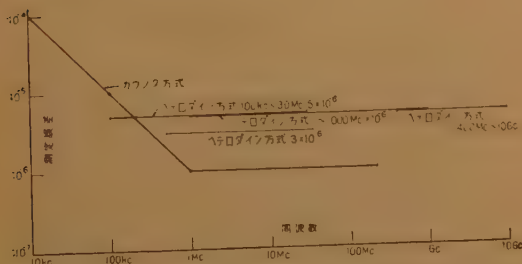
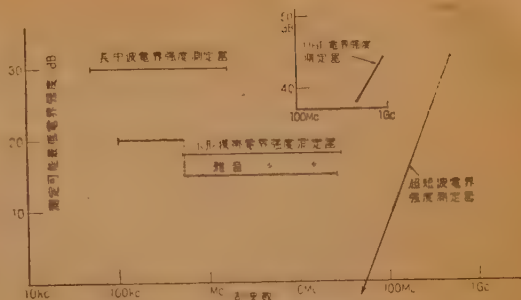



図 2 周波数測定器

つぎに周波数測定器と同様に電波規制上問題となった電界強度測定については，測定周波数範囲の拡大，測定可能最低電界強度の向上等において図に示すごとくめざましき技術的向上が示されている．また性能は大形機に比して劣らず小形軽量化され，さらに電界強度値も直読しうる電界強度測定器の出現は特筆に値しよう．またマイクロ波帯の電界強度測定器も開発され，図4に示すごとく最高周波数は 100 Gc に達している．

第3に最も一般に使用される信号発生器については戦前のプラグイン式周波数切替方式を用いた大形信号

図 3 電界強度測定器

図 8 マイクロ波電界強度測定器（ただし受信機入力端子）

発生器は影をひそめ，これに代わってバンドスイッチによる周波数切替方式を採用し，周波数，出力電圧も直読となり小形で取扱操作容易な信号発生器が多く製作されている．特に最近においてはその性能の改善も著しく，周波数においては低い方は数十 kc より高い方は 10 Gc 以上におよび，1台の信号発生器のカバーする周波数範囲も短波帯においては 1,000 倍程度，マイクロ波帯においても2倍以上の広帯域のものが製作されている．出力電圧，調整精度，変調特性については2信号法による測定の必要上より，その性能の改善に著しきものがある．

すなわち出力電圧は 2 V 位から 0.1 μV まで連続可変することができ，従来のものに比し1桁以上出力電圧が大きくなっており，調整精度においては 0.01% に達している．変調特性においては変調ひずみの改善に大いなる努力が払われ，ひずみ率は 1% 以下のものも製造可能となった．これら特性の改善により国産信号発生器の技術レベルは世界的水準に達し，外国製品に比しむしろ電波の漏えい等の特性においては優秀であることが当工業会性能調査委員会の調査結果においても明らかとなり報告されている．

最後に戦後開発され，製品化された測定器の内特に注目に値する測定器としてシンクロスコープとマイクロ波（ミリ波）測定器がある．これらの測定器は戦後輸入された外国測定器にしげきされ開発されたため，製作経験年数も浅く，したがってまだ極く一部のものをのぞいては外国製品に劣る点は若干あるが大いに実用化されている．使用目的に応じ各種性能のシンクロ

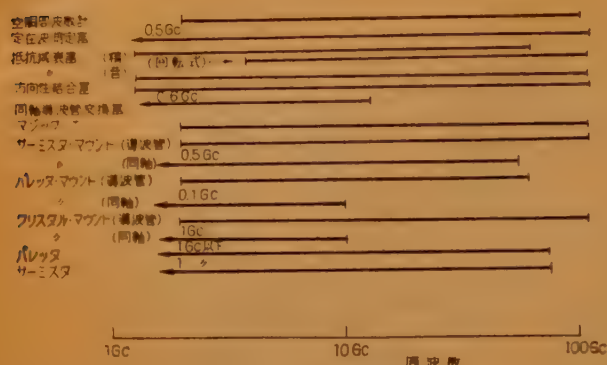



図 5　マイクロ波測定器

スコープが市販されているが，高速瞬時現象の測定のためには増幅器の周波数範囲の広いものが必要で，現在国産のものでは最高 60 Mc 程度のものまで製作されている．マイクロ波測定器は各機種の最高周波数が性能を表わす一つの要素と考えられるので，図5にマイクロ波測定器各種の最高周波数を示す．

以上国産測定器の技術レベルの概略について説明したが，外国製品と比較し輸出面においてみるとその額は微々たるものであるが，個々の測定器について外国においても高く評価されているものもある．たとえばつぎに紹介するバンドメータ，スプリアス電力測定器のごときは CCIR に報告され，その結果 Recom. として採用され大いに国産測定器の名声を高めている．

(a)　バンドメータ関係ではつぎのように 1953 年の London と 1959 年の Los Angles の会議において報告され，いずれも Recom として採用されている．

① Doc. No. 128 London 1953, "Report on Measurement of Bandwidth of Emissions".

② Recom. No. 88 London 1953, "Bandwidth of Emission Measurements made near the Transmitter".

図 6　占有周波数帯幅測定器

③ Doc. No. 286 Los Angles 1959, "Bandwidth of Telegraphic Emissions A_1 and F_1 Evaluation of Interference Produced by these Emissions".

④ Recom. No. 229 Los Angles 1959, (Recom. No.88 に置換えられたもの) Measurement of Spectra and Bandwidth of Emission.

この測定のもととなった測定器はつぎに示す測定器で，その外観写真とおもな性能を紹介しておく．

占有周波数帯測定器

測定周波数範囲	100 kc～30 Mc
測定電波型式	振幅変調
側帯波周波数帯幅	0.5, 1.5, 2, 2.5, 4, 6, 8, 15 kc
測定範囲	バンド内 98～100% 直読
測定レベル	検波出力で約 20 V
電源	AC 50/60 c/s 100 V
寸法重量	164×230×341 mm 13 kg

図6に本器の外観図を示す．

(b)　スプリアス電力測定器の関係ではつぎのように 1953 年 London において国際電々の栗村氏の方法と 1958 年 Geneva において方向結合器を用いた方法とが報告され，1959 年 Los Angles において Recom. No. 232 に採用されている．

① Doc. No. 130 London 1953, "Power Measurement of Higher Harmonics of Transmitters".

② Doc. No. 1/22 Geneva 1958, "Spurious Radiation Power Measuring Equipment (Direct-Reading Directional Couple Type)".

③ Recom. 232 Los Angles 1959, "Spurious Emissions" (この中に上記の Doc. の方法が含まれている).

この方向性結合器の方法を用いた測定器は，つぎに紹介する直読式短波スプリアス電力測定器である．

直読式短波スプリアス電力測定器

本品は搬送波周波数 3 Mc～30 Mc の短波帯において1号および2号給電線に使用し，給電線を通過する基本波およびスプリアス電力を直読式に測定するもので，伝送電力を直列伝送分と並列伝送分とに分離し，その各々について前進波と反射波電力を別々に測定

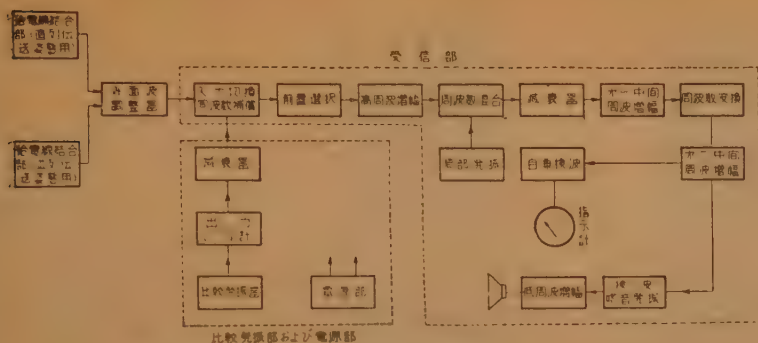



図 7　直読式短波スプリアス電力測定器ブロックダイヤグラム

影像比　　−54 dB 以上
電源　　AC 100 V
　　　　または DC 6 V
寸法重量　受信部
　500×260×290 mm 22 kg
　　　　比発，電源部
　500×244×290 mm 22 kg

図 8,9,10 は本器の本体，結合器の外観と配置および接続要領を示す．

し，その差から実効電力を求めるものである．前進波および反射波電力を測定するには方向性結合器を給電線に結合させ各電力を一旦電圧ベクトルに直し，これを周波数選択特性の良好な受信機を仲介にして，リアクタンス減衰器を備えた連続可変な比較電圧発生器出力と比較する．本器の構成は図7のごとくである．

周波数範囲　　3 Mc～70 Mc
測定電力範囲　10 mW～100 kW
測定線路　　平衡2線式（間隔 30 cm）
測定伝送姿態　直列および並列伝送姿態
帯域幅　　4 kc（3 dB 幅）

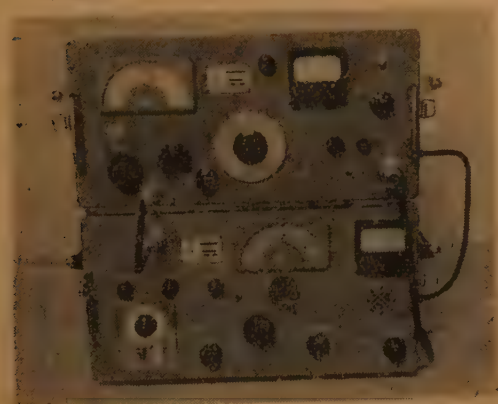



図 8　直読式短波スプリアス測定器（本体）

図 9　直読式短波スプリアス測定器（結合器）

最近輸出の面においても金額の点では真にさびしいが 2～3 国産品の優秀性が認識され，つぎにのべる WJ-303 TEST. TROLLEY（測定架）が測定ものの本場である英国（STC）に輸出され，大いに名声を高めていることはまことに喜ばしい．その他タイ国訓練センタに信号発生器，電力測定器，真空管電圧計，オシロスコープ，μ 波測定器等数十種類の測定器が輸出されたこともわが国測定器の技術レベルを示す一例と言えよう．

TYPE WJ-303 TEST TROLLEY（測定架）

この装置はマイクロ波中継回線総合の群遅延時間周波数特性を 70±10 Mc の範囲ブラウン管上で直視測定するもので，マイクロ波送信端局装置の中間周波の

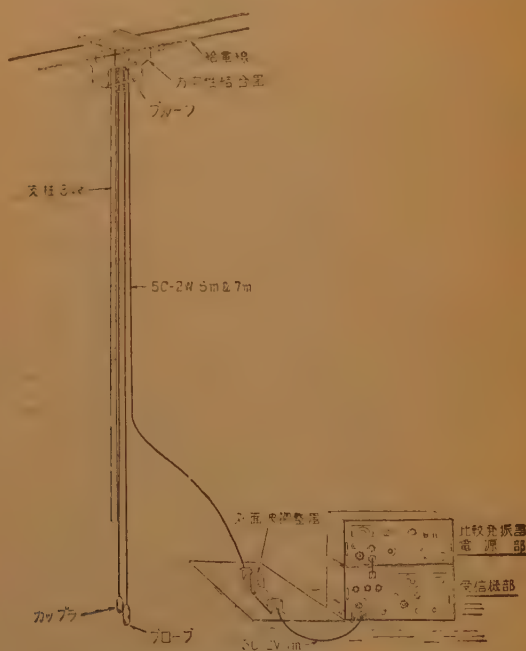



図 10　直読式短波スプリアス測定器配置および接続要領図

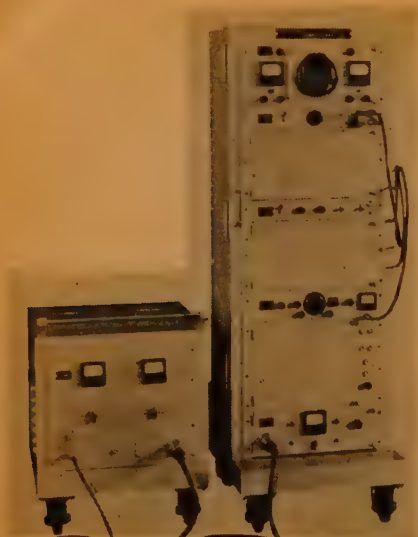



図 11 WJ-303 Test-Trolley (測定架)

部分から掃引信号を入れ，受信端局装置の中間周波出力を受けて回線片道および往復の特性を測定することができる．ブラウン管目盛は 2 mμs 間隔で 50 μs，2 倍の 100 mμs および 278 μms の 3 レンジで測定でき測定確度は 2 mμs 以上である．図 11 に本装置の外観を示す．

(5) 技術の動向

最近の研究の進歩と通信施設の急激な増設にともなう通信機器の量産化によって，新しい測定器の開発と高性能化が要求されると共に，現場からは測定の簡易化と測定器の小形化がのぞまれており，測定器もこの線にそって従来のものと異なった方向にゆく傾向があらわれている．

シンクロスコープの性能向上は著しく，現在 60 Mc までのものが実用化されているが，つぎの段階としては，直接法で 200 Mc あるいは 500 Mc まで，サンプリング法で 1,000 Mc までが目標となっている．真空管電圧計の感度は従来せいぜい 1 V (定格値) であったが，最近増幅検波形あるいは検波増幅形で感度 1 mV のものがあらわれて新しい用途を提供しており，今後確度と安定さの向上によって広い用途が期待できよう．ミリ波の測定器については電力の測定に大きな問題があり，たとえば 24 Gc で同じ電力を測定して数十%の偏差があることも報告されていて，現在のボロメータマウントの能率が検討されている．新しい測定器としてはパルス測定器，位相測定器，等がテレビあるいは超多重の中継などに用いられて時代の脚光をあびよう．また最近真空管に代わりつつあるトランジスタについては測定法になお問題が多く，測定法の確立と共に測定器の改良統一がのぞまれている．

図 12 マイクロ波インピーダンス直視装置

測定の簡易化については，最近の技術者の不足を補いあるいは熟練していない技術者によって測定が迅速かつ正確に行なえるように測定器の指示方式を従来広く用いられてきたメータ方式をあらためてブラウン管による直視化，ディジタル化あるいはさらに測定を自動的におこなって記録する傾向に進んでいて，現在相当数の製品が見られる．図 12 に示すマイクロ波インピーダンス直視装置はブラウン管上にインピーダンス軌跡が投影直視されるものであり，図 13 に示すディジタル直流電圧計は 4 桁の数値が直読できるものであり，また図 14 に示す電界強度測定器は利得の自動安定化をおこなって，長期間にわ

図 13 ディジタル直流電圧計

図 14 電界強度測定器

たる電界強度の変化を自動的に記録するものである．

測定器の小形化は，トランジスタの採用によって画期的に促進される傾向にある．トランジスタの発熱量が少ないことと，トランジスタおよびこれに伴う部品の小形化によって測定器も小形になり，一例を 200 c/s ～60 kc のレベルメータにとれば重量において約 1/3，容積比において 1/4 に小形化される．小形化によって野外用の測定器が携帯容易になるのはもちろん，室内用の測定機器，測定に要する面積が狭くなる他に，測定器を多数用いるときは測定器相互が接近するために測定が容易になる利点が見逃せない．

また測定器の電源についても進歩が見られる．測定器の電源は安定であることが特に要求されている．高圧電源としては従来から真空管式のものがあり，満足すべき性能をもっていた．低圧の大電流電源としては安定抵抗管が専ら用いられたが，安定度，応答速度，寿命などの点で満足すべき結果が得られなかった．最近大容量のトランジスタと定電圧のツェナーダイオードの開発によってこの問題が一挙に解決し，低電圧(0～50 V)，大電流 (0～10A)，応答速度 (10～50 μs) の電源として満足すべきものが得られるようになった．

また携帯用の測定器の電源は電池が用いられるが，従来の乾電池は放電特性が悪く測定器の安定さに大いに問題があった．最近放電特性が蓄電池に近い水銀乾電池が実用化の段階となり，明るい見透しがついている．

(6) 今後の問題

(a) 企業のあり方

電子工業自体が高度の技術を要する上に日進月歩であるので，それと不可分の測定器工業も種類が多方面にわたり，しかも需要量が少なく刻々と機種が改変されて行く．したがって大規模の企業には適せず中小企業で分野を分けあい，おのおのの一分野で開発しながら生産しているのが現状である．シンクロスコープや周波計のようなものはかなり普遍性があるが，カラーテレビ用，ミリ波用等その他特殊の測定器は需要が限定されており，国内のみではある数量以上は望めない．ことに研究開発に用いる高度の技術を必要とする測定器に至っては，その数量は微々たるものである．しかしこれらの少量のものでも製造しなければ電子工業の発達に阻害され引いては測定器業界も沈滞する．このように試作すなわち製品という機会が非常に多いため製品によっては信頼性，安定性等が問題となり，これらが業界の健全化を阻害する一因ともなっている．しかしこれらの状態も技術の専門化，すなわち各企業が製造品種により専門化を行ない技術力を集中化し，それをもとに企業の質的改善を計ることにより上記の諸問題を解決することが可能と考えられる．

(b) 貿易の自由化

わが国の国際収支の好調により昨年末日本の輸入制限措置が国際的な問題となり，本年1月政府は自由化促進の方針を決定し，3年間を目途として大幅な自由化が打出されるに至った．測定器は電子工業の中でもその先端を行く高度の技術を要するものであるから，戦後の立おくれも原因して貿易が自由化されれば種々の機種が輸入され，業界としてかなりの圧迫を受けることが予想される．これに対しては当工業会として業界に急激な影響を与えないよう通産省等に善処方を要望しているが，貿易の自由化は輸入だけでなく輸出も自由になるので，将来の海外市場への進出引いては業界の発展のために是非実施しなければならないものであるから，当局の適切な処置を望むと共に業者は協力して業界のあり方を再検討し前記のように，企業の質的改善をはかり事業の適正な運営を行なえば必ずこの過渡期を克服し，国外へ進出することができるものと確信する．

(c) 校正と計量管理

測定器は電気的の諸量を正しく計るものであるから，当然その校正を必要とする．ことに技術の進歩や電波規制の強化等と共にますますその確度の向上が要求され，その一例として周波数は 10^{-8} の単位まで望まれている．現在公共の校正機関としては通産省電気試験所，郵政省電波研究所に標準装置が設置され，これにより各測定器が校正されるのが原則となっている．しかし，これだけの機関では要求に応じきれないので，おもなる製造者および使用者は自社に上記国家標準により校正された副標準を備えて補っている．近時校正を要する諸量の増加と生産量の増大に伴い，上記校正装置も現在の拡充程度では要求を充たしきれなくなりつつあり，また各社での副標準の拡充も企業への負担率が大きくなってきた．

以上のような状態で，この打開策として別に公共的な共通の校正機関の設置が要望されてきた．加えるに上記貿易の自由化と多機種少量生産等の現状から，業界の企業のあり方の計画の樹立，新製品の PR，あるいは国産品と外国品との性能比較試験等を行なうため

の測定技術センタのような機関を設置して，業界の質的改善を計ることが必須の要件と考えられる．

(7) 結　　　言

以上測定器業界の現状や今後の問題，当工業会技術委員会の活動状況等について述べたが，当業界は種々の問題を包蔵し，企業も決して健全でないので需要者各位に御迷惑をかけていることと存ずるが，これに対しては，われわれ当事者として逐次打開しなければならないことはもちろんである．しかしこのような技術の日進月歩の業種においては基礎的な研究開発と共にその研究をどのように実用化し，工業化するかが重要な問題であり，研究者と製造者と常に接触を密にして，相互に歩調を合わせて技術を発展させることが望ましい．

貿易の自由化の拡大につれて国際上での競争がますます激しくなる状勢である．この機会に工業というものの実体を見極め，わが国測定器工業界の地力をつちかう対策を講ずるの急務を痛感するものである．

新らしい測定器紹介

1.	ストロボ式量産用 $C, L(\mu)$ および μQ メータ	鈴木無線研究所
2.	CL-2 型簡易負荷容量計	東京電波(株)
3.	交流磁化特性自動記録装置(SRB-31 型)	(株)横河電機
4.	L-6 型自動式絶縁抵抗計	(株)横河電機
5.	P 型真空管電圧計 PV-13 型	(株)横河電機
6.	h パラメータ測定器 VTV-53 型	(株)横河電機
7.	トランジスタ高周波 h 定数測定装置 (TRH-6 型)	安藤電気(株)
8.	NJM-114 形 JRC 高確度精密周波計	日本無線(株)
9.	フレケンシ・シンセサイザ	東洋通信機(株)
10.	WSG 405 型 SHF 信号発生器	沖電気工業(株)
11.	ARM-5805 A 型標準信号発生器	安立電気(株)
12.	超短波 FM/AM 信号発生器 (MA-236 型)	八欧電機(株)
13.	ナショナル 826 A 型, 826 A 1 型標準信号発生器	松下通信工業(株)
14.	ARM-5705 型電界強度測定器	安立電気(株)
15.	低雑音指数測定用受信機	昭和電子(株)
16.	掃引型包絡線遅延ひずみ測定装置	東京電波(株)
17.	6000 Mc 帯遅延ひずみ測定器	安立電気(株)
18.	M-225 B 形 WDGP 試験器	安立電気(株)
19.	符号通信高速度伝送用試験装置	安藤電気(株)
20.	新型電子式計数装置と自動印字記録機	沖電気工業(株)
21.	同軸形非可逆回路	東京芝浦電気(株)
22.	RT-2 型レーダ距離目盛較正器	三菱電機(株)
23.	SSB・スペクトラム・アナライザ (MB-181 型)	八欧電機(株)
24.	ナショナル 501 A 型オシロスコープ	松下通信工業(株)
25.	シンクロスコープ MO-351	八欧電機(株)

ストロボ式量産用$C, L(\mu)$およびμQメータ

鈴木無線研究所

川上正光（東京工業大学）・鈴木　弘（鈴木無線）

従来から小型蓄電器の容量測定やコイルまたはコアのインダクタンスや μ の測定には，容量計や Q メータが用いられているが，多量生産の場合には測定速度の点で難点がある．その理由は，これらは指示計器を用いているので，針が静止の位置から最終値まで振れて行くのを見て行かねばならず，数個の測定ならこれでもよいが，多量測定となると神経が極度に疲れてしまうのである．したがって，だれにでも取扱えつ測か定測度も十分で1日10000個以上も測定可能な単能測定器として考案したのが本器で，以下説明するようにストロボ放電管を用い電子的に指示するものである．

μQ メータはストロボ式 μ メータを応用してQメータと組合わせ，μはストロボ方式で直読され，Qは規準値よりの大小をランプ表示で選別するものである．

1. C, L (μ) メータ

1.1 原　　理

本器の原理を容量測定の場合について述べる．

図1のごとくモータで駆動されるバリコンを有する掃引発振器と水晶共振子，および増幅器よりなる．掃引の範囲内に共振点があると尖鋭な共振出力が得られる．これを増幅して，「ストロボ」放電管を発光せしめ，「バリコン」と同軸で回転する円板を照射すると，完全同期のため静止して見える．被測定容量 C_X を「バリコン」と並列に接続すると，C_X だけ容量の減少した点で静止して見える．故に円板に指示線を入れておくと，指示線の位置で容量が直読される．以上は C の測定の場合であるが，Lおよび μ の場合も同様である．

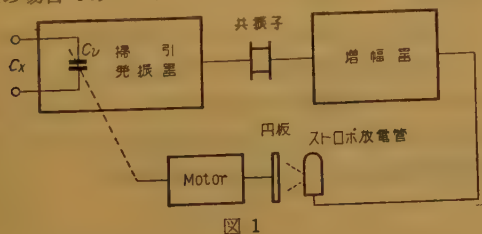



図 1

1.2 測定方法

被測定物の標準品を接続したとき図2のごとく指示線が中央に来るように零調整する．C_X が標準品より小さいときは左側に，大きいときは右側に指示線が移動し，誤差値が接続と同時に直視される．

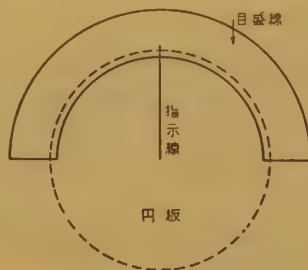



図 2

1.3 構　　成

本器は大体つぎのような部分から構成される．

（1）掃引発振器

（2）特定周波数 f_0 にてパルスを発生する共振部

（3）このパルスにて発光するストロボ放電管

（4）（1）と同期して回転する円板

（5）プラグイン式測定端子

1.4 精　　度

測定精度は回転バリコンの容量と円板の直径によりきまる．「バリコン」の可変範囲を C_V とすると，

$C_X \pm C_V/2$ が測定可能の範囲である．

また円板の直径を D とすると $\pm\frac{C_V}{2}$ が $\frac{\pi D}{2}$ の長さに目盛られる．したがって1種類の測定の場合は十分の精度が得られるが，多種類を測定するときは誤差の範囲を各種類同一にするためには精度調整を付加することが必要となり，この場合には目盛の直線性が失なわれる．

1.5 測定範囲

1例をあげると．

50 p, 100p, 150 p, 200 p, 250 p, 300 p, 400 p, 500 p を中心値として ±10% を 90° の範囲に入れるように設計されている．

1.6 寸　　法

幅×奥行×高さ＝250×250×300 mm

円板直径　120 mm

1.7 L および μ の測定

被測定コイルを発振コイルにすると L メータとなり，中間周波トランスや発振コイル，ピーキングコイルの測定に利用できる．またコイルを固定しておき，コアを挿入すればコアの μ 測定ができる．この場合にはコアをコイルの1端より他端に通すだけで μ の最大値が容易に読み取れ，コアとコイルの相対的な位置の誤差による μ の誤差がない点は Q メータを用いる場合に比して特に便利である．

1.8 特　　徴

本器の特徴はつぎの通りである．

（1） 被測定物を端子に接触すると，ただちに測定値が指示される．この点は普通の容量計や Q メータのように指示計器を用いるものと全く異なるので，作業者の疲労を極度に軽減するので1日10000個は容易に測定できる．

（2） C の測定範囲は1 pF から 1000 pF まで精度は3桁は十分読みとれる．

（3） コイルやコア× μ の測定も C の場合と同様に可能である．

本器は川上が考案し鈴木が設計製作したものである．

2. μQ メータ

2.1 原　　理

Q メータの同調バリコンをモータで駆動すると，同調点においてパルス状の出力電圧が得られる．これを増幅して，ストロボ放電管を発光せしめ，バリコンと同軸で回転する円板を照射すると μ の値が直読される．また Q の差による出力電圧の差を増幅して，差電圧で継電器を作動せしめ，ランプを点火することにより，標準値以上のものと以下のものを区別させると，μ の測定と同時に Q の大小の判定が同時にできる．

図 3

2.2 構　　成

本器は大体つぎの部分から構成される．

（1） Q メータ部

（2） 増幅器およびストロボ管部

（3） 波高値選別部

（4） 継　電　器

ブロックダイヤグラムは図3に示す．

2.3 動　　作

Q 選別の動作を簡単に説明すると，つぎの通りである．Q メータの標準抵抗を 0.04 Ω，高周波電流を 0.5 A とすると

$Q=100$ のとき出力電圧は 2 V

$Q=99$ のとき出力電圧は 1.98 V

この出力電圧を 30 dB 増幅すると，出力電圧はそれぞれ 60 V, 59.4 V になる．これを，たとえば 59 V にてクリップすると，出力はそれぞれ 1 V および 0.4 V になる．さらにこれを 30 dB 増幅すると 30 V と 12 V になる．これを 13 V にてクリップすると $Q=100$ のコアだけ 17 V の出力電圧が得られる．この電圧にて単安定マルチバイブレータを叩き矩形波を得る．この出力を利用して継電器を作動せしめ，ランプを点火せしめると，$Q=100$ 以上のコアの場合は表示ランプが点火し $Q=99$ 以下では点火しない．クリップする電圧を適当に選べば Q の選別点を希望する値に設定できる．

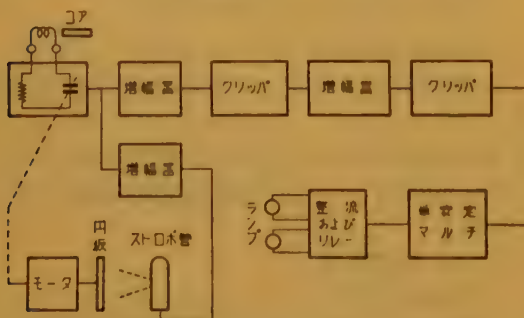
2.4 Q の精度

$Q=100$ の場合　$\Delta Q=1$ の選別ができる．

2.5 測定範囲

μ および Q の測定範囲は制限なく希望する任意の所に設定できる．

2.6 特　　徴

コアをコイルに挿入するだけで μ は瞬間的に直読され，同時に Q の標準値に対する大小がわかる．なおコイルとコアの相対的な位置の差による μ および Q の測定値の差がなく，常に μ 最大点における Q の選別が瞬間的にできる点に大きな利点がある．

CL-2 型　簡易負荷容量計

東京電波株式会社（佐藤昭一郎）

1. 構　　造

本器の構造は写真に示すとおりで，その構成はつぎのとおりである．

（1）本　　体　1台
（2）付属水晶振動子（HC-6/u 型）3組
（3）容量較正曲線　1部
（4）同調周波数曲線　1部

寸法　高 160 mm，幅 260 mm，奥行 150

重量　約 2.5 kg

2. 原　　理

図1に示すとおり，直列共振以外の水晶発振器では水晶振動子からみた真空管回路は容量性になるので，この値によって水晶発振器の周波数が変化する．したがって，この容量が水晶振動子の負荷容量になり，これが周波数に与える影響は，次式で表わすことができる（図2参照）．

$$\frac{\varDelta f}{f_0}=\frac{C_1}{2(C_0+C_L)} \qquad (1)$$

ここで

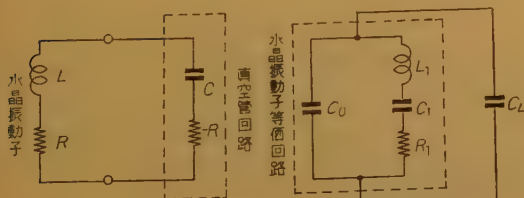
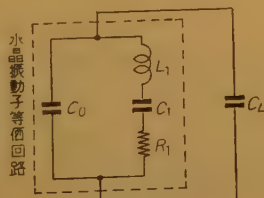



図 1　　図 2

f_0：水晶振動子の直列共振周波数 $=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}}$

$\varDelta f$：負荷容量 C_L のために生ずる周波数変化量

C_1, C_0：水晶振動子固有定数

C_L：負荷容量

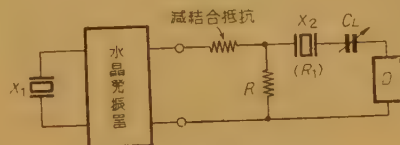
図3において $R/R_1 \ll 1$ になるように R を選べば，ターミネート抵抗 R による共振周波数への影響は無視できるから，2個の水晶振動子の直列共振周波数および C_0/C_1 を等しくして共振回路と発振回路に使用し，両者を減結合すれば，共振時における X_2 の変化は式(1)のとおりで，これは，発振回路に存在する負荷容量によって生じた発振周波数の変化量と等価である．したがって C_L を容量値で較正しておけば，発振回路における水晶振動子の負荷容量として求めることができる．

R：ターミネート抵抗
R_1：共振時における X_2 の内部抵抗
D：検出器

図 3

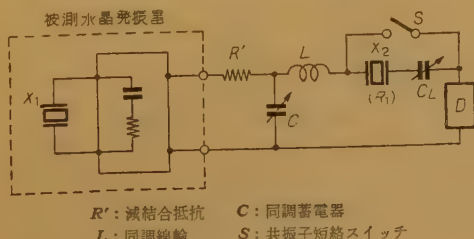
以上の原理にもとづき，本器では図4の回路を採用した．C および L は，発振周波数に同調するインピーダンス変換回路で，発振器側からみた場合は，並列同調回路である．この LC 回路の Q は，100以上にとることは容易であるから，同調時においては，発振器側からみたインピーダンスは高く，したがって電圧の損失に影響なく高抵抗 R' による減結合ができる．また共振子側からみた場合は，低抵抗のターミネーシ

R'：減結合抵抗　C：同調蓄電器
L：同調線輪　S：共振子短絡スイッチ

図 4

ョン抵抗 (R) になるので，$R/R_1 \ll 1$ なる条件を満足し共振子に与える影響も少なく，測定確度を高めることができる．

一般に使用される無調整型の水晶発振器の負荷容量は，ほぼ無関係に一定とみなされるが，念のために短波帯において，2,4,8 Mc の3点で測定すれば，ほぼ全範囲に適用することができる．

3. 性　　能

上記の原理にもとづいて製作された簡易負荷容量計の性能を要約すれば，つぎのとおりである．

（1） 測定周波数範囲　　2～10 Mc
ただし要求により 300～500 kc の範囲を追加できる．

（2） 付属水晶振動子
周波数 2000 kc, 4000 kc, 8000 kc 各1組，ただし中波帯追加のときは 400 kc，1組追加．

（3） 負荷容量測定範囲　　15～100 pF

（4） 測　定　精　度　　0.5 pF

表 1

試験周波数 (f)	本器によつて30 pF に調定された発振器での発振周波数 (f_1)	TS-330，CIメータを 30 pF にセットしたときの発振周波数 (f_2)	Δf ($f_1 \sim f_2$)	$\Delta f/f$
2000 kc	－ 3 c/s	－ 12 c/s	9 c/s	4.5×10^{-6}
4000	+757	+760	3	0.8
5000	－ 55	－ 36	19	3.8
6000	+ 54	+ 74	20	3.3
7675	－298	－248	50	6.5
8000	－208	－168	40	5.0
9000	+ 78	+130	52	5.8

（5） 測　定　確　度　　±1.0 pF 以下

（6） 電　　　　源　　一切不要

なお総合誤差試験の結果は，表1に示すとおりである．

これは C_L=30 pF に調定された水晶発振器と，TS-330 型水晶インピーダンス測定器と比較したもので，容量値で表わすかわりに，実際にそくして同一容量値における周波数の偏差で比較した．

交流磁化特性自動記録装置 (SRB-31 型)

横河電機製作所 (営業技術一課)

1. 用途

本装置は主として磁気増幅器用磁心の交流磁化特性を高精度に測定し，測定結果を *XY* レコーダによって自動記録するものであって，この装置は電気試験所の御指導により製作したものである.

2. 特長

(1) *AC* トレーサを用いることにより入力電圧の大きさおよび波形を忠実に再現し，かつその周波数の1サイクル時間を1～10分に変換するから，その出力を *XY* レコーダで記録することができる.

(2) 測定には零位法を用いているため被測定物のインピーダンスに影響されることが少ないこと.

(3) 磁束を求める積分回路は低速形アナログ計算機の積分器と同様のものを用いたこと.

3. 測定項目および性能

(1) 測定項目

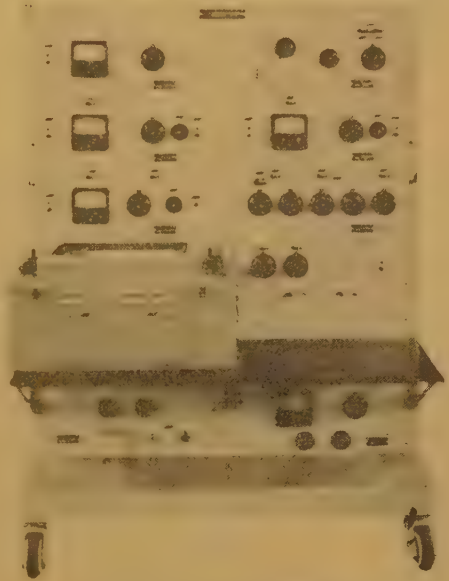
磁化力(または一次電流)—(時間または位相角)
二次電圧 —時間(または位相角)
磁束(または磁束密度) —時間(または位相角)
磁化力 —磁束密度

(2) 総合性能

磁化力：0.05～10 Oe まで直読に調整可能
一次電流 50 mA～10 A
(直列抵抗 20～0.1 Ω)

磁束密度：1サイクルの時間を1分としたとき，二次電圧が 0.5～3 V になるように磁心断面積，二次コイル巻数を決める．磁束直読用分圧器を用いて，磁束あるいは磁束密度を直読できる.

測定範囲の拡大：外付抵抗器，外付分圧器あるいは増幅器を用いて測定範囲を拡大できる.

総合精度：位相角　誤差 ±1° 以下
電圧　50 c/s において誤差 ±2% 以下
400 c/s において誤差 ±3% 以下

交流磁化特性自動記録装置

4. 原理および構成

本装置の本体は図1のように移相器，位相計，*AC* トレーサ (B), *AC* トレーサ (H), 積分器，*H* 回路増幅器，B 直読分圧器，定電圧電源の各パネルからなり，*XY* レコーダは本体とは分離し前面の棚に置いて使用する．本器を動作するには別に測定用電源，変圧器，抵抗器などを要する.

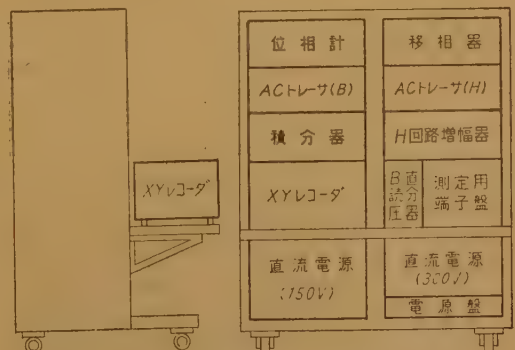



図1 構造の概要

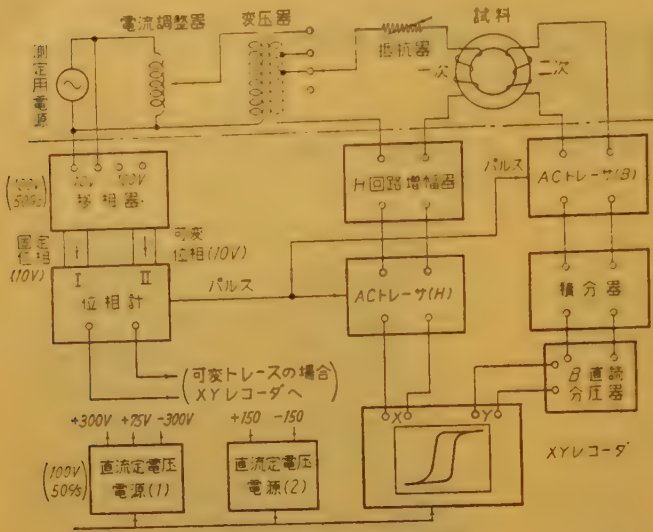



図 2 磁化力―磁束密度測定回路

一次電流波形，二次電圧波形，磁束波形の測定は磁化力―磁束密度測定の中間の一過程として求められるので，ここでは磁化力―磁束密度測定について構成および動作を説明する．この測定回路を図2に示す．

測定用電源の出力は電流調整器，変圧器，抵抗器を経て試料の一次コイルに設定した磁化力を与える電流を流す．この一次回路には H 回路増幅器が直列に接続され，電流の大きさを磁化力 H で直読できるような電圧に換えて増幅する．

一方測定用電源の出力 100 V または 10 V を移相器に送ると移相器は入力電圧と同相の電圧（I）とレゾルバによって移相した電圧（II）を選出する．電圧（II）は 0°～360° まで連続的に移相し，同期電動機により一定速度で変えられる．

位相計は移相器の出力電圧（I），(II）の位相差を測定するもので位相角を計器により，あるいはレコーダ端子の出力を XY レコーダに与えて測定することができる．また電圧（II）を約 2 μs のパルスに変換して AC トレーサに送る．

AC トレーサ (H) は磁化力 H に比例した電圧を H 回路増幅器により与えられ，この電圧波形と同一の波形で測定周波数の1サイクルを移相器の1サイクルに変換した出力を選出する．出力電圧を XY レコーダに送れば一次電流（磁化力）の大きさおよび波形を求めることができる．

試料の二次コイルに現われる電圧 e_2 は AC トレーサ (B) に送られ，AC トレーサ (H) と同様に，二次電圧と同一波形で測定周波数の1サイクルを移相器の1サイクルに変換した出力を得る．これを XY レコーダに送れば二次電圧の大きさおよび波形が求められる．

AC トレーサ (B) の出力電圧 e_2 を積分器に送れば積分されてその出力電圧 e_3 は磁束 Φ に比例した値になる．これを磁束または磁束密度に直読できるように磁束直読用分圧器で加減して XY レコーダに送れば，磁束または磁束密度を直読することができる．

XY レコーダの X 軸に AC トレーサ (H) の出力を，Y 軸に磁束直読分圧器の出力を加えて，移相器を1サイクル (360°) まわせば，磁化力―磁束密度曲線を求めることができる．

L-6 型 自動式絶縁抵抗計

横河電機製作所（営業技術一課）

自動式絶縁抵抗計は押しボタンを押すだけで従来のようにハンドルを回転させる必要なく測定ができる小型絶縁抵抗計であって，L-6 型自動式絶縁抵抗計は好評の L-5 型手回し式絶縁抵抗計と同性能をもち，JIS C 1301（絶縁抵抗計）を完全に満足する本格的製品である.

L-6 型自動式絶縁抵抗計

1. 原理および構造

L-6 型は本体とプローブより成り，測定原理は従来の手回し式絶縁抵抗計と同様であるが，手回し発電機のかわりに電池と D.C. converter を使用する．電池には水銀電池を用い D.C. converter は 2 石のトランジスタを使用した発振部・昇圧部・整流部から構成されており，指示計は現行の手回し式絶縁抵抗計 L-5 型のものとほとんど同じ比率計型であるが，独特のポインターホルダーがついている.

2. 仕　　様

定　格

定格電圧/定格抵抗	目盛範囲			有効測定範囲	中央目盛
250 V/50 MΩ	0～∞	最低目盛線 最高目盛線	0.01 MΩ 200 MΩ	0.05～50 MΩ	1 MΩ
500 V/1000 MΩ	〃	〃	0.01 〃 500 〃	0.1～100 MΩ	2 MΩ
500 V/1000 MΩ	〃	〃	0.1 〃 5000 〃	1～1000 MΩ	20 MΩ
1,000 V/2,000 MΩ	〃	〃	0.1 〃 10000 〃	2～2000 MΩ	50 MΩ

- 電気的特性：JIS C 1301 絶縁抵抗計を満足する.
- 外形寸法：108×170×124 mm （本体のみ）
- 重　　量：約 3 kg（ただし革ケースを含む）
- 付 属 品：プローブおよびクリップ付を測定用リード 1.5 m
  本体およびプローブを収納する革製ショルダーバック
- 電　　池：ナショナル水銀乾電池 KM-8 U(Y)

3. 本器の特長

（1） ポインター・ホールド方式である.

本体には測定用プローブのついた 1.5 m のリードがでており，そのプローブの先端を被測定物にあて押ボタンを押すと直ちに測定状態に入り，ボタンを離すと指針は測定した MΩ の位置でそのまま保持される．この当社独特のポインター・ホールド方式により，電柱の上や屋内の狭い場所でも一人で片手で全操作ができる.

（2） 長寿命の水銀乾電池を使用している.

水銀乾電池は実際の使用の場合 1 日 100 回程度の測定であれば 5 年以上はもつはずである（注 500 V/100 MΩ の計器で 1 回の測定時間 2 秒，年間使用日数 240 日・2 MΩ を測定したと仮定した場合）ふつうのマンガン乾電池では，この 1/10 程度しか使用できないのにくらべてはるかに優れている．また水銀乾電池は自己放電が少なく 1 年間使用しないで放置しておいても

項目	JIS規格概要	L-6 型特性
目盛線の間隔	0.5 mm 以上　ただし 0 付近 1 mm 以上	同左
制動	中央目盛抵抗を急に端子につないだ場合の応答時間 3 秒以内	1 秒以下
摩擦	極めて小	同左
許容誤差	定格抵抗……………………±10% 定格をのぞく有効測定範囲………± 5% 以内 延長目盛……………………± 0.5 mm	同左
測定端子電圧	∞ で定格電圧の ±10% 以内，中央目盛で定格の 90% 以上	図 1 参照
傾斜の影響	5° 傾斜に対し，∞ の変位は 0.5 以内	同左
外気温度の影響	20°C から 40°C に上げたときの指示値変化，中央目盛で 5% 以内．0，∞ で 0.5 mm 以内	中央目盛で 2% 以下 ∞ で変化なし
外部磁界の影響	50 Oe を水平面内最大影響方向に加えたときの変化　3%	1% 以内
絶縁抵抗	電気回路，外箱間　2,000 V　1 分間	同左
衝撃	指示計軸方向および発電機軸方向　100 g　2 回	同左
振動	指示計軸方向，複振幅　4 mm，毎分　1,000 回　1 時間	同左

電圧は 3 mV 程度しか変化しない．

（3） 振動衝撃に非常に強い構造である．

振動・衝撃の影響の最も受け易い指示計部分の取付および軸受部分は特に振動・衝撃に強い構造になっている．

（4） 広い目盛範囲がある．

目盛長・目盛様式は現行の手回し式絶縁抵抗計とほとんど同様で，延長目盛付であるから広い範囲が読める．

（5） JIS C 1301 を十分満足する高性能である．

性能の一例を下表に示す．本器はトランジスタ発振部を有しているが，外気温度の変化等の影響はほとんどなく高い安定度をもっている．

4. L-6 型の測定端子電圧

絶縁抵抗計の測定端子電圧は無限位目盛から低位の目盛に向うにしたがって減少するのが普通であるが，その程度が余り大きいのは，絶縁抵抗測定の性質からみて好ましくないので，JIS C 1301 にはつぎのような規定がある．

「絶縁抵抗計の無限位目盛における端子電圧の許容差は定格電圧に対し ±10% とする．中央目盛における測定端子間の電圧は定格電圧の 90% 以上でなければならない．」

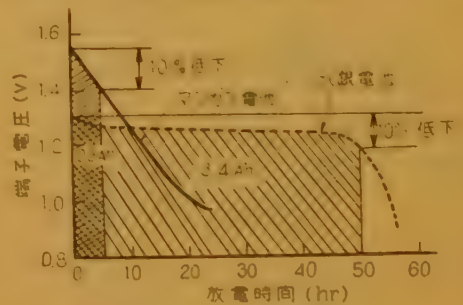



図 2　水銀電池の放電特性

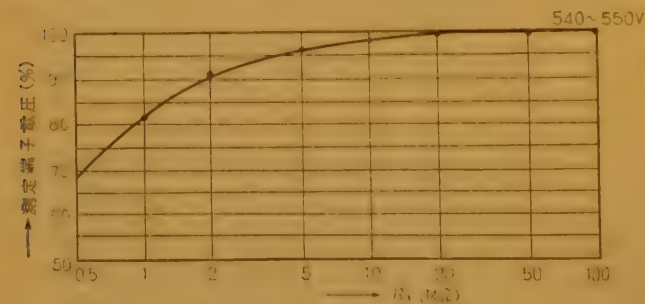



図 1　500 V/100 MΩ 計器の一例

L-6 型の特性は図 1 に示したように完全に満足する．

5. 水銀電池の放電特性

絶縁抵抗計の JIS 規格により定格値の 10 %電圧が低下するまでを電池の有効使用限度とすると，図 2 のようになる．斜線部分はそれぞれの有効アンペアアワーを表わし，これから水銀電池はマンガン電池にくらべいかにすぐれた特性を有するかがわかる．

P形真空管電圧計 PV-13 型

横 河 電 機 製 作 所 （営業技術一課）

1. 用　　途

P形真空管電圧計（PPV-13 型）はその入力回路の性質上，在来の PV-102 型にくらべて電圧測定範囲，周波数範囲ともに広く可聴周波数帯から超短波周波数帯までの交流電圧計あるいは直流電圧計として好適である．また安定度，取扱法も改良されている．

2. 特　　長

（1） 電圧最小レンジ 0.3 V

整流器にクリスタルダイオードを用いることにより二極管使用の場合の残留電圧がなくなったので，電圧最小レンジはフルスケール 0.3 V に下げることができ，最小読取りは 10 mV まで可能である．

（2） 最高使用周波数 1,000 Mc

二つのクリスタルダイオードを使いわけることにより 20 c/s から 1,000 Mc までの広範囲な周波数にわたって測定できる．

（i） 入力端子使用の場合：アロイ形シリコンダイオードを用いて 20 c/s から数 Mc までの測定を行なうことができる．

（ii） プローブ使用の場合：点接触形ゲルマニウムダイオードを用いて数 kc から 1,000 Mc までの測定ができる．

（3） 零調整不要

整流器にクリスタルダイオード，直流増幅器にチョッパ式直交変換形増幅器を用いることにより零調整は不要となった．

3. 原理および構成

図1は PV-13 形真空管電圧計の回路構成図で，交流電圧測定の場合にはクリスタルダイオードを用いた小形の整流回路で波高値整流を行ない，そのあと入力抵抗の高いチョッパ式直交変換形増幅器を用いて直流計器に電圧を指示させるものである．したがって在来の PV-102 形のような二極管を使用したものにくらべて電子走行時間による高周波整流電圧の低下，初速度電流，プレート－カソード間の接触電位差，零ドリフト等の障害がなくなった．

P 型真空管電圧計

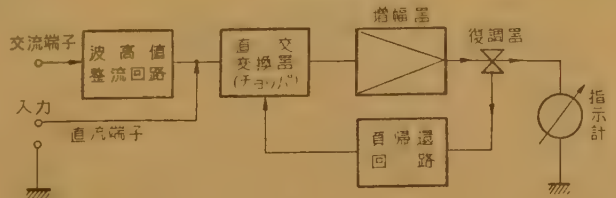



図 1

4. 規　　格

使用電源：AC 100 V±10%，50/60 c/s

消費電力：約 10 W

使用真空管およびダイオード：

6 AV 6×1，12 AV 7×1

SD 34×2，OA 211×3

筐体，パネル：金属パネル……マンセル N-4/0 色塗装

金属ケース……マンセル N-6/0 色塗装

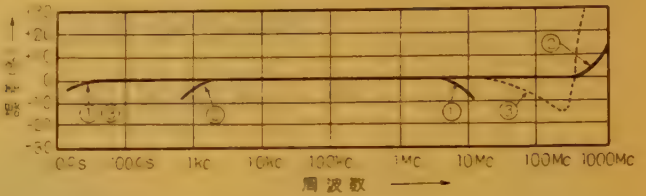
外形寸法：180×250×280 mm
重　　量：約　5.5 kg
付属品
HF プローブ：長さ　1 m　の　RG 58 A/U 同軸コードおよび BNC プラグ付
電源コード：長さ 2 m　差込プラグ付

①アロイ形シリコンダイオード　②点接触形ゲルマニウムダイオード
③在来の二極管使用のもの

図 2　周波数特性の一例

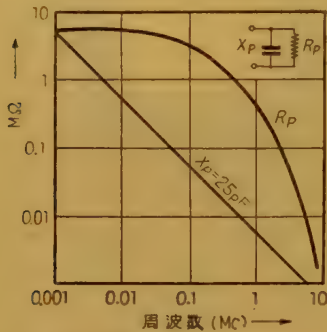



図 3　端子使用の場合の入力インピーダンス変化例

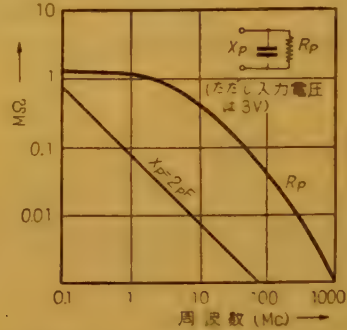



図 4　プローブ使用の場合の入力インピーダンス変化例

		直流電圧測定時	交流電圧測定時	
			端子使用の場合	プローブ使用の場合
電圧測定範囲		0.3/1/3/10/30/100/300 V	同　左	0.3/1/3/10 V
入力インピーダンス		15 MΩ±10%	100 kc にて 1 MΩ 以上 並列容量　25 pF	1 Mc にて 500 kΩ 以上 並列容量　2 pF
指示の許容差		各レンジとも定格値の±3% 以内	5 kc にて各レンジとも定格値の ±3%	同　左
周波数の影響 （定格値に対して）			20 c/s～1 Mc±3% 以内	5 kc ～　100 Mc±　3% 以内 100 Mc～　700 Mc+10%　〃
安定度	電源変動	電源電圧　100 V±10 V　に対し誤差の変化 定格値の ±1% 以内		
	使用温度範囲	0～50°C		

h パラメータ測定器 VTV-53 型

横河電機製作所（営業技術一課）

VTV-53 型は電圧電流法によってトランジスタの h 定数を迅速にかつ正確に測る測定器である．本器は一度発振器の出力を設定すれば切換スイッチの操作のみで，各定数が計器に指示され，直読測定ができる．本器は電気試験所の御指導により製作したものである．

h パラメータ測定器

1. 特　　長

（1） ベース接地，エミッタ接地の場合の各 h 定数およびコレクタ・エミッタしゃ断電流などトランジスタのいろいろな定数の測定ができる．

（2） 発振器・増幅器・直流バイアス電源を自蔵しており，補助測定器は不要である．

（3） 直流バイアス電源は定電圧あるいは定電流に安定化してあり，エミッタバイアス電流およびコレクタバイアス電圧は所望の値に変えることができる．

（4） 被測定パラメータの切換えは切換スイッチにより行ない，取扱・操作は極めて簡単である．

（5） 本器の指示計の校正もできるように，さらに精密な電圧電流計を接続できる端子が備えられている．

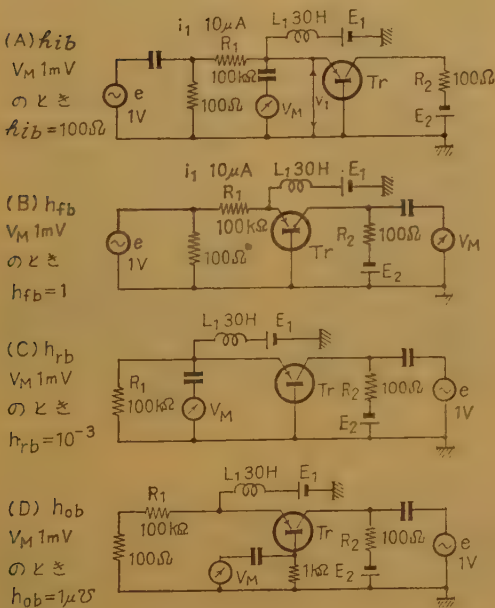



図 1 h パラメータ測定回路（ベース接地）

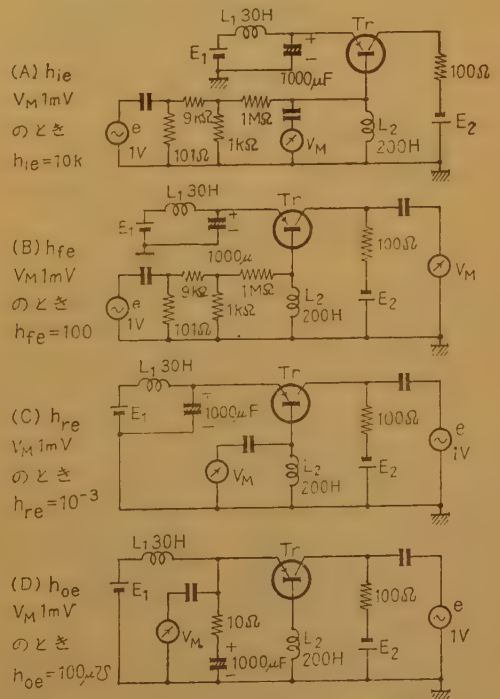



図 2 h パラメータ測定回路図（エミッタ接地）

2. 測定原理および構成

h パラメータ測定器の測定原理は電圧電流計法で，その測定回路は測定しようとするパラメータに応じて図1，図2に示す回路のいずれかに切換えられる．図において T_r は被測定トランジスタ，e はトランジスタに測定用信号を与える 270 c/s，1 V の交流電源，V_M はパラメータの値を指示する真空管電圧計，E_1・E_2 はトランジスタに直流を供給するための直流電源である．

本器の回路構成は図3に示すように発振部，パラメータ測定回路，真空管電圧計回路および直流供給回路よりなっている．

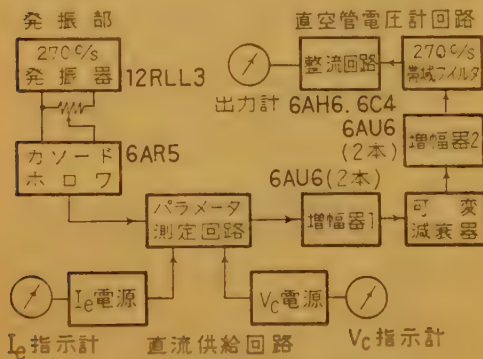



図3 回路構成

3. 仕様

測定周波数：270 c/s

測定範囲および確度：

	測定範囲	確度
I_{co}	0.1/0.3/1 mA	定格値の 1.5%
I_{eo}	0.1/0.3/1 mA	定格値の 1.5%

	定数	測定範囲	確度
ベース接地	h_{ib}	10 Ω～1 kΩ	定格値の 2.5%
	h_{rb}	10^{-4}～10^{-2}	
	h_{fb}	0.1～10	
	h_{ob}	0.1～10 μ℧	
	h_{obo}	0.1～10 μ℧	
エミッタ接地	h_{ie}	1～10 kΩ	定格値の 5%
	h_{re}	0.5×10^{-4}～0.1	
	h_{fe}	10～1000	
	h_{oe}	10～200 μ℧	

4. 直流供給範囲

I_e：0～1 mA/0～5 mA

V_c：0～10 V/0～50 V

所要電源：AC 85～110 V，50～60 c/s，約 55 VA

ケースおよびパネル：マンセル N-5/0 色塗装金属ケース

外形寸法：約 500×320×270 mm

重　量：約 16 kg

付属品：測定用ソケットアダプタ 10 個
外部メータ接続用 109 号プラグ 3 個

トランジスタ高周波 h 定数測定装置 (TRH-6 型)

安藤電気株式会社 (川島誠一)

1. 概　　要

トランジスタ h 定数を周波数 10 kc ないし 10 Mc の範囲にわたり測定する装置で，エミッタ接地の h_{11e}, h_{12e}, h_{21e}, h_{22e} 各定数の絶対値と位相角を正確に測定できるものである．図 1 および図 2 に示すごとく高さそれぞれ約 1.5 m および 1.9 m の 2 台の移動架よりなり，これに実装のパネルは下記の通りである．

第 1 架　EDA-101 型検波増幅器
　　　　GET-101 型発振器
　　　　電源電圧調整盤

第 2 架　h_{11e} 供試回路盤　　h_{22e} 供試回路盤
　　　　h_{12e} 供試回路盤　　h_{21e} 供試回路盤
　　　　供試回路用電源盤

検波増幅器は発振器より周波数変換用の信号を供給され，自動的に周波数選択ができる．また周波数変換後直読周波計部において位相が直読できる．

図 1　第 1 架　　　図 2　第 2 架

2. 性　　能

(1) 使用周波数範囲

10 kc ないし 10 Mc

(2) 定数測定範囲と確度

	(絶対値)	(誤差)	(位相角)
h_{11e}	20 Ω～5 kΩ	±10%	0～−90°
h_{12e}	10^{-2}～5×10^{-5}	± 5%	0～360°
h_{21e}	10～150	± 5%	0～360°
h_{22e}	1 m℧→1 μ℧	±10%	0～ 90°

(3) バイアス用電源

I_e　0～10 mA および 0～100 mA
V_c　0～150 V
PNP および *NPN* の切換を有す．

(4) GET-101 型発振器

周波数	10 kc～10 Mc
出力	+15 dBm
出力インピーダンス	75 Ω
検波増幅器 Local 用出力	+5 dBm

(5) 検波増幅器

周波数	10 kc～10 Mc
利得	120 dB
位相測定	0～360°
入力インピーダンス	75 Ω
Local 用入力	+5 dBm

3. 回路構造とその特性

図 3 に発振器，検波増幅器およびこれを用いた総合測定回路構成を示す．発振器は 2 個の 2 kc の差をもつ水晶発振器と 1 個の可変 L_c 発振器により，0.01～10 Mc の可変周波数出力およびこれに対し 2 kc 低い周波数を同時にそれぞれ ① および ② より送出する．

図 3　総合測定回路構成図

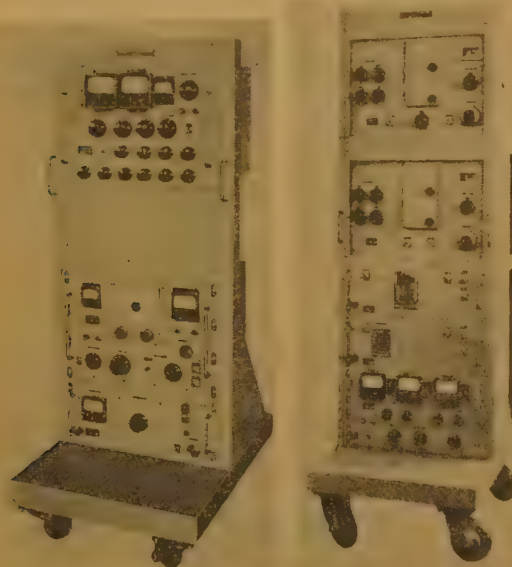
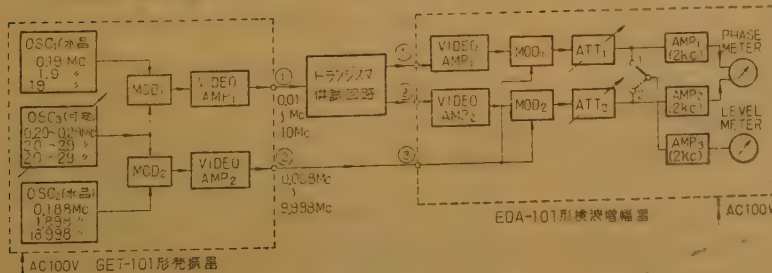
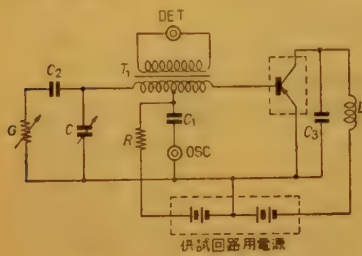
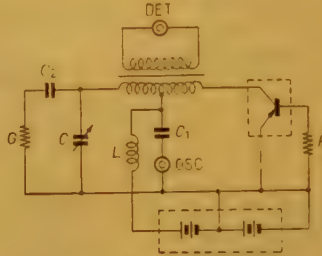
発振器の出力①はトランジスタ供試回路に接続され，この出力は検波増幅器の入力①②に接続される．③には周波数変換用信号が接続される．検波増幅器は入力①及②を増幅し 2 kc に変換する．ATT₁, ATT₂ は可変抵抗減衰器で①②の入力レベルの比較に使用する．PHASE METER は

2個の入力を0電位を切る点で矩形波に変換し，この一致動作を差引いた矩形波時間長を積分し指示せしめることにより位相直読できる回路構成である．

図4にh_{11e}供試回路構成を示す．差動変成器を用いたブリッジで10kc～500kcと500kc～10Mcの範囲で変成器を切換えている．ブリッジはGとCで平衡をとり，

$$1/h_{11e}=G+j\omega C$$

の形で測定される．したがって

絶対値　$|h_{11e}|=\dfrac{1}{\sqrt{G^2+\omega^2C^2}}$

位相角　$\angle h_{11e}=-\tan^{-1}\dfrac{G}{\omega C}$

Rは定電流用の抵抗でエミッタ電流10mAおよび100mAのときそれぞれ100kΩおよび10kΩとなっている．Lは10kc～10Mc用塞流線輪である．

図5にh_{22e}供試回路構成を示す．h_{11e}と同様の回路構成であり，測定値はGとCで読取れる．

絶対値　$|h_{22e}|=\sqrt{G^2+\omega^2C^2}$

位相角　$\angle h_{22e}=\tan^{-1}\dfrac{G}{\omega C}$

図6にh_{21e}供試回路を示す．エミッタバイアス電流が10mAおよび100mAに対して供試ソケットを別け，負荷抵抗R_Lは共通とし，ベース定電流抵抗としてR_1およびR_2をそれぞれ挿入している．

図4　h_{11e} 供試回路

図5　h_{22e} 供試回路

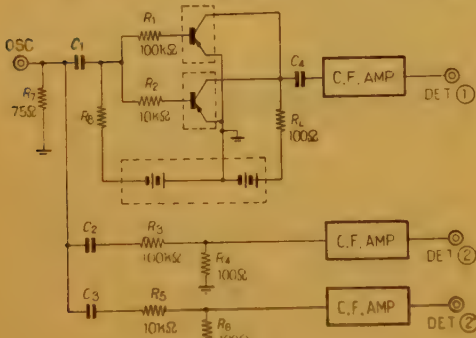



図6　h_{21e} 供試回路

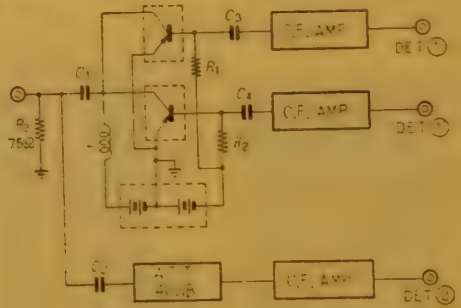



図7　h_{12e} 供試回路

標準回路側は10mA，100mA用に対し別の出力を有している．

$$R_3=R_1,\ R_5=R_2,\ R_4=R_6=R_L$$

となっている．カソードホロア(C.F. AMP)一段により出力インピーダンス75Ωはとなっている．出力を検波増幅器に接続しATT$_1$およびATT$_2$を可変してLEVEL METER指示が①および②で同一になるときのATT$_1$およびATT$_2$の読みの差から絶対値をdBで読取り，また位相角はPHASE METERの指示から直読する．ATT$_1$およびATT$_2$の読みが等しいときには$|h_{21e}|=1$である．

図8にh_{21e}供試回路の周波数特性データを示す．

図7にh_{12e}供試回路構成を示す．エミッタバイアス電流10mA，100mAに対し供試ソケットおよびその出力を別けて，R_1,R_2をベースインピーダンスに対し充分高く設定している．標準側には40dBの固定抵抗減衰器をおく．出力を検波増幅器に接続しh_{21e}の場合と同様に絶対値および位相角を測定する．ATT$_1$およびATT$_2$の値が等しいときには$|h_{12e}|=10^{-2}$である．図9にh_{12e}供試回路の周波数特性データを示す．

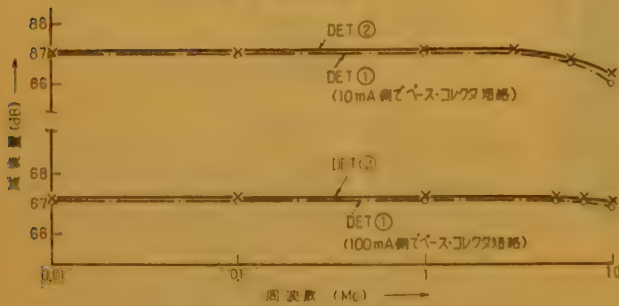



図8　h_{21e} 供試回路周波数特性

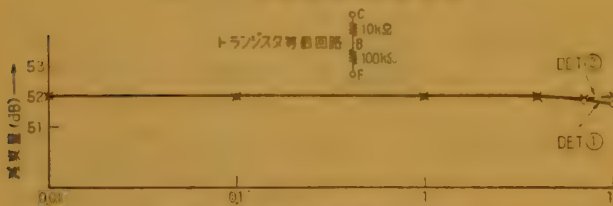



図9　h_{12e} 供試回路周波数特性

NJM-114形 JRC高確度精密周波計

日本無線株式会社（立花　宏）

近年来無線通信の利用度がとみに高まり，各方面にわたり各種の無線装置が出現するに及んで，はなはだしく電波がふくそうしてきた．これを緩和する一手段として発射電波の周波数誤差を極力おさえることが，電波法の一部改正として公布され，短波帯の SSB 通信においても次表のごときものとなった．

表 1

使用周波数	送信装置の用途	周波数偏差（サイクル）
10 kc 以上 4,000 kc 未満	固定局用および基地局用（携帯基地局を含む，以下同じ）	30
	海岸局用	40
	移動局用	50
4,000 kc 以上 9,000 kc 未満	固定局用および陸上局用	60
	移動局用	90
9,000 kc 以上 13,000 kc 未満	固定局用	60
25,500 kc 以上 27,500 kc 未満	固定局および基地局	150
	陸上移動局	300

電波法によると周波計の誤差は測定電波の誤差の2分の1以下のものでなくてはならないので，短波帯 SSB 通信用の周波計は約 3×10^{-6}(0.0003%) を必要とし，今までのものとは違い一桁程度誤差の少ないものを要求される．

そこで当社としては軽量，小形，携帯便，しかも高確度，安価な，全トランジスタ化周波計を製作，発売のはこびとなった．

この周波計の特徴としては，小形軽量ばかりではなく，特殊精密バリコンを使用し，高確度としたもので，今だ類を見ない画期的なものである．

以下本器の概要につき記述することとする．

1. 規　　格

○測定周波数範囲　500 kc～35 Mc
○測定誤差(確度)　$\pm2\times10^{-6}$(0.0002%) 以内
○目盛の細カサ(精度)　1×10^{-7}(0.00001%) 以下
○標準水晶発振周波数　500 kc
○マルチバイブレータ周波数　100 kc, 50 kc, 10 kc, 2 kc, 400 c/s
○所要入力電圧　0.1 V 以上 (1 Mc 以下 0.3 V 以上)
○電　源　水銀乾電池　円筒形　M-U 1.3 V 6個
○使用トランジスタ　2N384×6, HJ-70×8, 2 N219×4, 2 N 218×3, 2N215×8, 2 N 217×3
○外形寸法　約 320×210×200 mm
○重　　量　8 kg

—系統図—

図1　系　統　図

2. 測　定　原　理

本器の測定方式はビートダウンによるヘテロダイン方式である．

被測定電波　f_x は入力増幅器により増幅され，置換発振器を同期せしめ，置換周波数 f_0 に置換される．f_x と置換発振器周波数との関係は高調波次数による．

置換周波数　f_0 と高調波選別周波数 f_m とを周波数変換器に加え，$f_0-f_m=f_1$ のビートダウンされた周波数を得る．この f_1 はかならず 1～1.5 Mc になるよう f_m を選ぶ必要がある．f_1 を増幅し，補間発振周波数とのビート音をとらえ，補間発振器の周波数ダイヤルより読みとる．

f_1 と f_m（既知周波数）から $f_1+f_m=f_0$ となって置換周波数の値が求まる．

被測定電波周波数は置換周波数の高調波次数関係により n 倍または $1/n$ にすればよい．

（例） 被測定周波数 12.34567 Mc とすると，高調波選別は 11 Mc におく．

補間発振周波数とのビートは $f_0-f_m=f_1$ より 12.34567 Mc－11 Mc＝1.34567 Mc をうる．

この f_1 を精密バリコンの目盛で読みとる．

その値は 1.34567 Mc とでるので，この f_1 に f_m を加えれば 12.34567 Mc の被測定周波数が求められる．

このとき補間発振器（1～1.5 Mc）の読取を最小目盛 1 c/s にすれば 10～20 Mc では 1～0.5×10^{-7} の測定精度（目盛の細カサ）となる．

3. 各回路の説明

●**入力置換回路** 測定周波数 500 kc～35 Mc を増幅した後，置換発振器に加え，測定電波の基本波および高調波により置換発振器は同期制御される．置換発振器の周波数範囲は 10 Mc～20 Mc であり，ダイヤル目盛は 250 kc 間隔である．

●**水晶発振回路** 500 kc の水晶発振器を標準器として用い，周波数安定度は始動 10 分後の 10 分間において 2×10^{-7} 以内に保たれている．水晶発振子は HC-6/U を用い，自蔵の標準電波受信機（5 Mc，10 Mc）により常時校正できる．この水晶発振器出力は高調波選択回路，マルチバイブレータ回路に供給され，周波数の規準となる．

●**マルチバイブレータ回路** 500 kc 水晶発振力によりマルチバイブレータは 100 kc に同期され，さらに 100 kc マルチバイブレータにより 1/2 の 50 kc に，以後 1/5 の 10 kc，1/5 の 2 kc，1/5 の 400 c/s に同期制御される．補間発振器 1～1.5 Mc は 10 kc，2 kc，400 c/s により校正される．校正測定切替器を 10 kc におくときは，補間発振器の主目盛上には 10 kc の校正ビートを，また 2 kc におくときには 2 kc の校正ビートを聞くことができる．また 400 c/s にすると副目盛上の 200 c/s ごとの校正ビートが聞かれ，補間発振器ダイヤル目盛の精密校正に使用される．

●**高調波選択回路** 500 kc 水晶発振器の第 18～38 高調波を 500 kc おきに増幅する 9～19 Mc の増幅器および周波数変換器より構成され，入力置換周波数との周波数差を 1～1.5 Mc に選択してビートダウン増幅器に送る．

●**ビートダウン増幅器** 周波数変換器により 1～1.5 Mc にビートダウンされた周波数はビートダウン増幅器により増幅される．この増幅器は 1～1.5 Mc 可変の単同調増幅器で補間発振器（1～1.5 Mc）との連動機構により周波数がギャンギングされている．

●**補間発振回路** この回路の安定度は周波計の生命である．発振周波数範囲は1～1.5 Mcであり，その周波数安定度は図2の通りで非常に安定にできている．

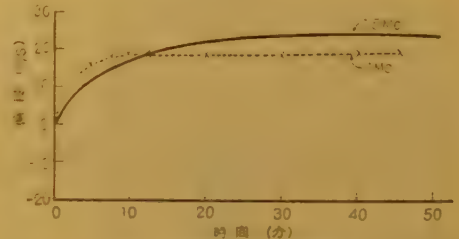



図2 補間発振器初期漂動

この可変空気蓄電器は特殊の構造で，周波数主，副蓄電器には直読目盛板が直結されており，前者は周波数対数目盛，後者はその周波数の全変化が主目盛のどの点にても 2 kc でしかも周波数が直線的に変化するように設計され，主目盛の 2 kc の間を精密に測定することができる．この副目盛の周波数直線目盛板は 100 等分せられ，副尺を備えて副目盛の 1 目盛の 1/20 まで読取ることができ，2 kc の 1/2000 まで読みとることができる．すなわち補間発振器周波数（1～1.5 Mc）の範囲で 1 c/s までよみとることができるので，置換周波数 10～20 Mc の目盛の細かサは 0.5～1×10^{-7} となる．（図3参照）

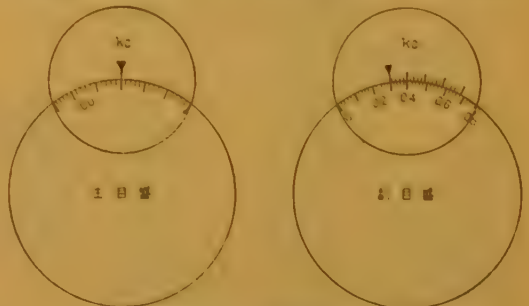



図3 NJM-114 形高確度精密周波計
周波数目盛板目盛図

●**標準電波受信回路** 受信周波数は 5 Mc，10 Mc で 500 kc の水晶発振周波数を校正できる．

●**1 kc 発振回路** 2 kc マルチバイブレータにより同期制御された 1 kc のブロッキング発振器で測定のときのダブルビート用として，また SSB 測定のときの変調用として使用される．

●**低周波増幅回路** 電力増幅段はB級プッシュプルでダイナミックスピーカを内蔵し，またイヤホーンにより測定，校正のビートを聞くことができる．

●**電　源** 水銀乾電池 1.3 V，6 個を使用し，約 100 時間の寿命をもっている．

フレケンシ・シンセサイザ

東洋通信機株式会社
（近藤清美・鈴木好明・佐々木彬夫）

要約　本文は高確度の可変発振器について述べている．本装置の出力周波数範囲は 50 c/s ステップで 50 c/s～3 Mc であり，任意の周波数においてその確度，安定度共に内蔵水晶発振器と同じである．

1. 序　　言

標準水晶発振器より得られる高確度の周波数を分周あるいは逓倍したものを合成すれば，水晶発振器と同じ確度および安定度を持つ各種の周波数を得ることができる．

その場合，非線型要素で周波数の加減算をして行く方法と，位相弁別回路を含む自励発振器を使用する方法があるが，ここに御紹介するフレケンシ・シンセサイザは前者の方法を採用している．本装置は 50 c/s～3 Mc の周波数範囲において 50 c/s おきに高確度の出力を得ることができ，これを周波数逓倍器と併用すれば 30 Mc まで 500 c/s おきの出力が得られるので，SSB短波無線装置に使用する高確度の原発振器に，あるいは研究室の標準周波数発振器等に使用することができる．なお本装置の方式は著者の一人の発案になるもので，外国製品の摸倣ではない．

2. 本　　論

2.1 装置の性質

周波数範囲　50 c/s～3 Mc 50 c/s おき可変
発振方法　標準水晶発振器による周波数合成方式
周波数確度　3×10^{-7}
周波数安定度　3×10^{-8}（電源変動 −5%～+5%）
　5×10^{-7}（周囲温度 +5°C～+35°C）
出力インピーダンス　公称 50 Ω
出力　50 Ω 無誘導負荷に対し 1 kc 以上の周波数で −10 dBm 以上．
不要波含有率　−50 dB 以下（ただし出力増幅器の高調波ひずみを除く）
ダイヤル読取誤差　無し
電源　単相交流　50(60) c/s 100 または 200 V

2.2 装置の構成

本装置は 50 c/s から 3 Mc まで 50 c/s おきに，パネル面の周波数ダイヤルの操作だけで所望の周波数の出力が得られるように設計してあり，50 c/s，100 c/s，1 kc，10 kc，100 kc，1 Mc の各ダイヤルの 6 つのパネルで構成され，それらを一つの筐体に収め，この他電源が付属している．パネル相互間は同軸ケーブルで接続されているから，これをとりはずしてパネルを引き出せば点検が容易である．本体は 908×500×580 mm の大きさで，下から 50 c/s，100 c/s，1 kc 等の順に実装され，パネルの中央に周波数切替のダイヤルがついている．

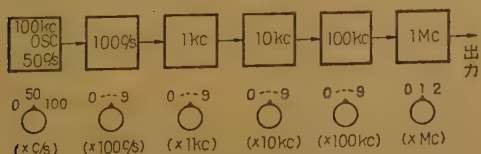
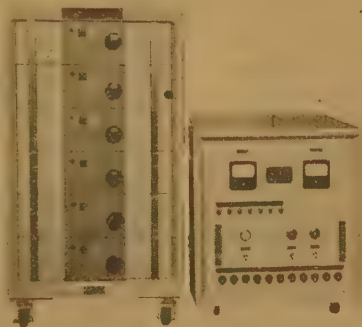



図1　装置の構成

図2　前面の外観

2.3 動作の概要

100 kc 標準水晶発振器は $\pm3\times10^{-7}$ の確度に保たれこれを 10 kc，1 kc，100 c/s に分周し，また 1 Mc に逓倍して各ダイヤル盤に供給し高調波発生器を動作させる．分周器はすべて帰還分周回路を用い，特に 1/5 分周回路には特殊な回路を用いて電源変動その他の衝げきで分周動作が停止しても，自動的に再スタートするように設計されている．分周回路は信頼度の点では，帰還分周器が最も優れているものと思われる．

また高調波発生器は 10 kc 以下では飽和線輪を使い，100 kc 以上では真空管回路による高調波発生回路を使用し，この出力を帯域ろ波器で選択している．

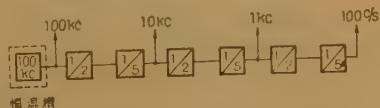



図3　分周器ブロックダイヤグラム

以下 50 c/s 盤，100 c/s 盤，1 Mc 盤（100 c/s～100 kc 盤は周波数が 1 桁ずつ異なるのみ）について詳述する．50 c/s 盤には標準発振器，分周器および 500～400 c/s の 50 c/s おきの周波数を出すための変調，分周，増幅回路があり各盤へ標準周波数を送り，100 c/s 盤よりくる 900 c/s，500 c/s を変調器で 400 c/s にし，900 c/s を 1/2 分周して 450 c/s を得，500 c/s は増幅

図4　50 c/s ダイヤル盤ブロックダイヤグラム

して，500～400 c/s の 50 c/s おきの出力を得ている，この出力は 100 c/s 盤のリング変調器-1 に入る．

つぎに 100 c/s 盤では，100 c/s の高調波発生器によって生ずるパルスより 500 c/s～1.3 kc までの奇数高調波を選択し，リング変調器-2 に入れる．一方下の盤からくる 500～400 c/s を信号とし，5 または 4.9 kc を搬送波として変調器-1 で合成された 5.3～5.5 kc が変調器-2 の搬送波になっており，その下側帯波として 5～4 kc の 50 c/s Step の周波数を得ている．0.5～1.3 kc のろ波器群の選択と 5 と 4.9 kc の切替は連動されており，この工夫により 100 c/s おきに出力周波数を動かすことができる．すなわち変調器-1 の搬送周波数はダイヤル目盛が偶数のときは 5 kc，また奇数のときは 4.9 kc に切り替わり，高調波選択ろ波器の出力はダイヤル目盛が 0 または 1 のときは 0.5 kc，2 または 3 のときは 0.7 kc，以下この順で切り替わる．50 c/s 100 c/s 盤の動作を具体例を挙げて説明すると，たとえばダイヤル目盛を 750 c/s に合わせた場合には周波数関係はつぎの通りとなる．このときダイヤルは 100 c/s盤が 7，50 c/s 盤が 50 を指し，50 c/s 盤の出力は 450 c/s である（図 1 で示す通り 50 c/s 盤のダイヤルの目盛は，0, 50, 100 c/s で 0 の場合の盤の出力は 500 c/s，50 が 450 c/s, 100 が 400 c/s になっている）．100 c/s 盤ではダイヤル目盛が 7 を指しているから変調器-2 に入る被変調周波数は 1.1 kc であり，また変調器-1 の搬送周波数は（7 が奇数であるから）4.9kc で，したがって変調器-1 でできる $c+p=4.9+0.45=5.35$ kc が変調器-2 の搬送波となる．再び変調器-2 で $c-p=5.35-1.1=4.25$ kc を作り，これを一桁上の盤へ送出する．同様のことを繰り返し 100 kc 盤の出力ではこれが 4999.25 kc となる．1 Mc 盤には下の盤で合成された 5～4 Mc が変調器に入り，一方 500 kc を逓倍して 5, 6, 7 Mc を作り，これをこの変調器の搬送波とする．搬送波が 5, 6, 7 Mc のとき，それぞれ 0～1，1～2，2～3 Mc が得られる．

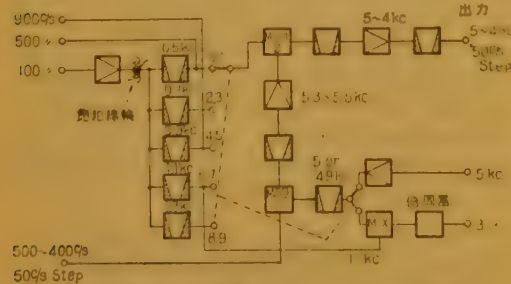
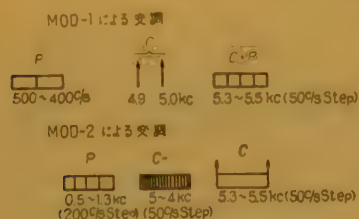



図5　100 c/s ダイヤル盤ブロックダイヤグラム

図6　周波数配置

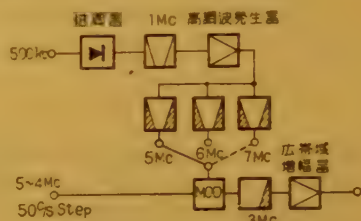



図7　1 Mc 盤ブロックダイヤグラム

上記具体例においては搬送波を 5 Mc にして所要の 750 c/s を得るのである．なお，ちょうど 3 Mc を発生するときにはダイヤルは 2.9999 Mc+100 c/s の形となる．

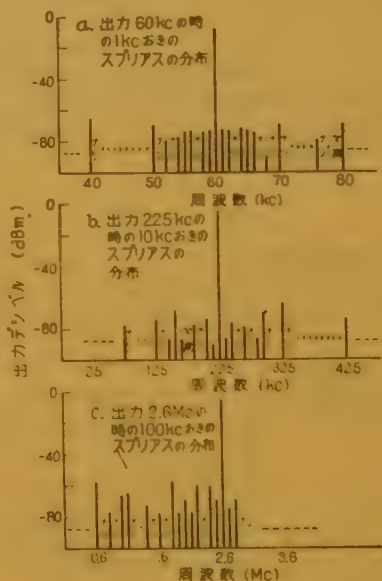



図8　スプリアス分布の代表例

3．結　　言

本装置では変調器を使って周波数を積み上げる方法をとっているので，各盤の出力周波数の不要波含有率が大きな問題で，変調器あるいは増幅器で生ずる高次ひずみの影響や，部品配置による漏れ等をできる限り少なくするために，周波数配置あるいは実装に相当な考慮を払った．今後装置の小型化をはかる場合もこれは特に重要な問題である．

本装置の設計製作に御協力下さった有線技術部の諸氏に厚く感謝する次第である．そして今後もより良く使い易いものにして行きたい．皆様の御批判と御教示を乞い本稿を終わることとする．

WSG-405型 SHF信号発生器

沖電気工業株式会社（大崎博三）

当社では末尾表1に示すように，30 kc～10,500 Mc にわたって信号発生器を製作しており，ここでは最近開発された"WSG-405"型 SHF 信号発生器について紹介する．本器の周波数範囲は 7000～10500 Mc で，現在製作している信号発生器のうち最も周波数の高いものである．

図1　WSG-405 型 SHF 信号発生器

1．構　　成

本器はブロックダイヤ図2に示されるように5個の部分で構成されているが，この内，特徴のある部分として高周波発振部および減衰器について簡単に述べて見る．

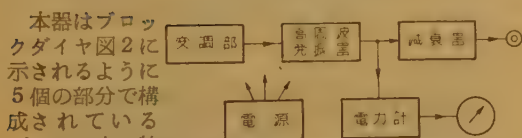



図2　WSG-405　SHF 信号発生器
ブロックダイヤグラム

2．高周波発振部

本器の高周波発振部は，クライストロン 5721 に TEM モードの同軸空胴共振器を組合わせたものを使用し，同軸空胴共振器のショートプランジャを移動させることによって周波数を変化させている．

このような方式は，発振周波数を広範囲に変化させる場合には広く用いられている方式であるが，共振器の多くの伝送モードと，クライストロンの電子モードがからみ合って，使用するもの以外のモードによる妨害があり，発振の停止，発振周波数の跳躍等が起こり易い欠点がある．一般に最も低い周波数に相当する基本モード，すなわち 1/4 モードの発振が，最も強力であるから，この基本モードを使用している場合にはほとんど問題にならないが，同軸空胴共振器を TEM モードで動作させた場合には，その機械的な大きさに比べ共振周波数が低く，2～3000 Mc 以上の周波数では加工の容易さ，クライストロンとの接続方法，出力の取出し方等の点を考えて，基本モードである 1/4 モードでなく 3/4 モードが使用され，さらに周波数が高くなって，4～5000 Mc 以上になると基本モード等による妨害が烈しくなり，特に周波数を広範囲に変化させるためには何かの対策が必要となって来る．これらの関係は，共振器の大きさとリペラ電圧による発振の特性をとったモード図によって示され，図3は本器に使用しているクライストロン 5721 のモード図である．

このような妨害モードの中から希望するモードを取り出すためには，空胴共振器を部分的に変化させ妨害モードを移動させる方法，妨害波の周波数にのみ動作

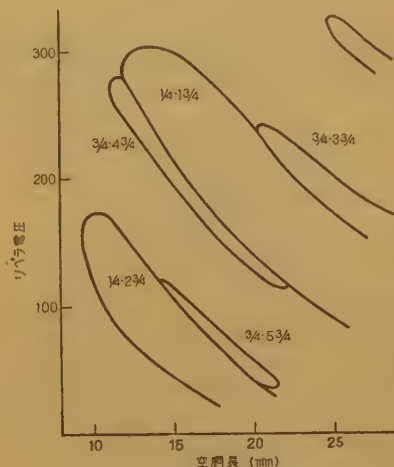



図3　5721 モード図

する吸収回路をつける方法等があり，妨害の起こる点が比較的少ないときは前者が，また妨害波の周波数が比較的異なるときは後者が用いられ，本器では後者を採用している．

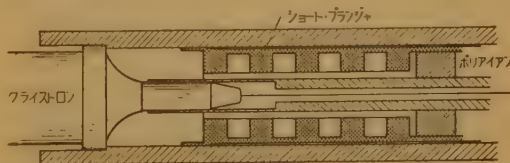



図4　高周波発振部

本器の高周波発振部の構造は図4に示すようなもので，同軸の外部および内部導体，この一端をショートするショートプランジャ，他端に取付けられたクライストロン等で構成されているが，この内ショートプランジャの内面と，同軸空胴の内部導体の外面との間で，約 6000 Mc の低域ろ波器を作り，その背後にポリアイアンを充填してある．これによって電波吸収体であるポリアイアンを共振回路と結合させ，6000 Mc 以下の基本モードの発振を押えることができ，その結果図5に示すようなモード図を得ている．

図3からもわかるように，上記のことは周波数の低いモードのみを吸収したものであるから，6000 Mc 以上の発振周波数を持つ妨害モードは若干残るが，これはこれらの点と発振出力の点を考慮して適当な電子モード $3\frac{3}{4}$ および $4\frac{3}{4}$ を選び，これをショートプラン

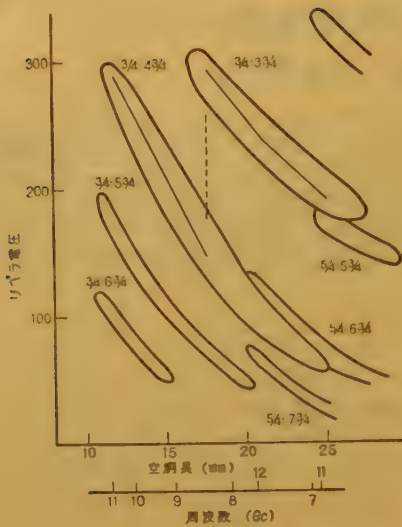



図5　基本モードを押えたときのモード図

ジャと連動して切換えることによって避けている．

リペラ電圧の連動機構は図6のごとく，大型のタップ付巻線ボリウムとマイクロスイッチを使用したもので，おのおののタップに並列抵抗を入れてリペラ電圧の非直線特性に合わせ，これによって周波数の選別を単一動作によって行なえるようになっている．

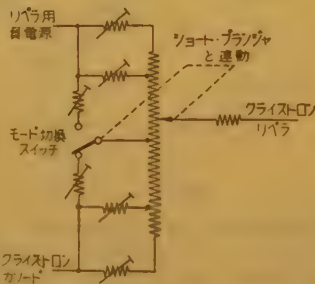



図6　リペラ連動部

本器に使用しているクライストロン 5721 は，かなり大きい電力を消費する上，リーケイジ防止のため共振空胴の内部に密閉されているため，この部分は相当の温度上昇がある．このため本器では同軸空胴のクライストロンの接続部にリーケージの面で許される範囲内の小さな穴を明けると共に，同軸空胴の外内に溝を切りこれを送風器によって強制冷空することによって保護している．

3. 減　衰　器

本器の減衰器には，円形のリアクタンス減衰器を，H_{11} モードで使用している．

リアクタンス減衰器は，減衰量が機械的寸度から計算によって正確に求められるため，VHF 帯以上で広く用いられているものであるが，挿入損失が大きく，また周波数を広範囲に変える場合には，断面の大きさが使用する波長に対し充分小でないと減衰量が周波数によって変化する等の欠点があり，特に後者は本器の周波数帯では大きな障害となって来る．

本器で使用している円形のものについて考えて見ると，減衰量は次式によって表わされる．

$$A=\frac{2S}{D\sqrt{\varepsilon}}\sqrt{1-\varepsilon\left(\frac{\pi D}{S\lambda}\right)^2}$$

A; 単位長当りの減衰量ネーパ
D; 断面内径　　ε; 比誘電率　　λ; 波　長
S; モードによる常数
　　H_{11} モードでは 1.841

したがって本器の使用範囲である 7000～10500 Mc で総減衰量 117 dB に対する誤差を 2 dB 以下に押えるとし，上式によってDを求めると内径は約 1.7 mm となる．

この値は機械加工精度の面からも，また内部に入る結合プローブの構造の点でも実現はできない値であるから，本器では減衰器の内径は構造によって定め周波数による減衰量の変化は図7に示すようにダイヤル目盛を曲線とし，インデックスを周波数ダイヤルと連動して移動させることによって自動的に補正している．

図7　減衰器ダイヤル

表1　信号発生器一覧表

形　名	周波数範囲	誤　差	出力範囲	誤　差	出力インピーダンス	変　調
WSG-102 F	50 kc～25 Mc	±0.5%	120 dB(固定)100～0 dB	±1 dB	75 Ω	AM
WSG-103	100 kc～32 Mc	±0.5%	120 dB(固定)100～0 dB	±1 dB	75 Ω	AM
WSG-105	30 kc～32 Mc	±0.5%	120～－20 dB	±1 dB	75 Ω	AM
WSG-201	27～216 Mc	±0.5%	90～－10 dB	±2 dB	75 Ω	AM, FM
WSG-203	10～500 Mc	±1%	120～20 dB	±2 dB	50 Ω	AM, PM
WG-133	20～100 Mc, 1.4～15 Mc	±0.5%	80～10 dB	±2 dB	50 Ω	FM
WG-201	455±50 kc, 1.6～2.1 Mc	±1%	100～0 dB	±2 dB	75 Ω	AM
WSG-301	450～1100 Mc	±1%	100～－20 dB	±2 dB	50 Ω	PM
WSG-303	800～2100 Mc	±1%	0～－127 dBm	±2 dB	50 Ω	PM, FM
WSG-401	1800～4000 Mc	±1%	0～－127 dBm	±2 dB	50 Ω	PM, FM
WSG-403	3800～7600 Mc	±1%	0～127 dBm	±2 dB	50 Ω	PM, FM
WSG-405	7000～10500 Mc	±1%	－10～－127 dBm	±2 dB	50 Ω	PM, FM

ARM-5805 A 型　標準信号発生器

安立電気株式会社（柏木弘光）

最近，ことに短波通信で通信の質を向上し，より広く電波を利用するために，通信用受信機に対して高度の実効選択度特性（混変調特性，感度抑圧効果，相互変調特性）が要求され，電波技術審議会において標準測定法が確立された．この測定をおこなうのには従来の標準信号発生器では性能が不十分であり，主としてつぎのような点を改良することがのぞまれた．

ARM-5805 A 型　標準信号発生器

（a）　搬送周波数の調整の細カサ，安定サを改良すること．

2信号法による実効選択度の測定結果の1例は図1のとおりで，妨害波の周波数を希望波から数kc～数十kc にわたって微細に変えて測定する必要があり，搬送周波数の調整の細カサと測定中の安定サが十分でなくてはならない．さらにできるならば，希望波と妨害波との周波数差が信号発生器によって正確にわかることがのぞまれる．

図1　混変調特性の一例

（b）　出力レベルを高くすること．

従来のものは，出力回路が非同調で一般に抵抗負荷になっていて能率が低いために，出力レベルは 0.1 V 程度である．これに対して2信号法による測定のときの妨害波レベルは少なくとも1V以上，希望的には数V以上が要求される．

（c）　AM にともなう残留 FM を減らすこと．

従来のものは，搬送波発振器として一般に強力なものはもちいず，その出力を有効に被変調増幅器に供給するために，被変調増幅器に比較的密に結合しておりAMをかけると，被変調増幅器の入力インピーダンスが変化し，搬送波発振器に影響して搬送周波数の変動と共にFMをともなう．2信号測定のときは，搬送周波数の変動は希望波と妨害波との周波数差の測定誤差となり，また FM に関しては，妨害波の FM 成分と希望波の唸出力が発生して測定誤差の原因となる．

（d）　2台の標準信号発生器の出力を結合したとき，信号発生器自身が相互変調をおこさないこと．

信号発生器を2台もちいて受信機の相互変調特性を測定するときは，高いレベルの出力を出すために出力減衰器の減衰量が小になっており，2台の信号発生器の被変調増幅器の出力側が，たがいに密に結合されることになる．しかも被変調増幅器は一般にC級増幅器で，出力側から見て非直線であるから，この非直線回路で信号発生器が相互変調をおこして受信機の相互変調と区別がつかなくなる．

これらの項目は，(d) を除けば2信号法による測定以外の場合にも当然問題になる項目であって，今後の高級な標準信号発生器は，これらの項目を中心に改良されてゆく傾向にあると言えよう．

ARM-5805 A 型はこれらの項目を改良してつくられており，その主眼とする所は，つぎの通りである．

1.　搬送周波数の調整の細カサと目盛の細カサ

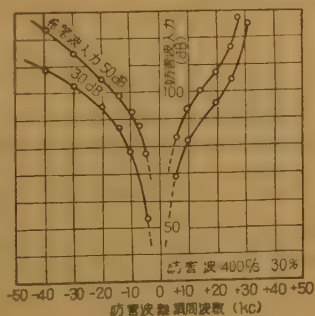
これについては図1に示すように，たとえば 25 Mc という高い周波数で，少なくとも 5 kc より小さい値で周波数をわずかずつ変える必要がある．5 kc は 25 Mc に対しては 2×10^{-4} に相当する．従来の標準信号発生器は微調目盛として 1×10^{-4} の目盛がつけられてはあったが，この目盛はノギス程度のバーニアの1目盛であって，極めて読みにくく，かつその1目盛を動かしたとき周波数が 1×10^{-4} 確実に変わることを期待することは機械的精度の点からまず困難であった．さらに大部分が周波数の変化特性を変化率一定としているために，周波数変化の絶対値が求めにくく，多くの場合別に周波数計を併用して測定しているのが実状であった．本器の場合は，搬送波発振器の機構部品を従

来のものに見られなかったように精密かつ堅牢なものとしたうえで，周波数ダイヤルの減速比を微調ツマミでは大きく約110対1として調整が細かくできるように，また主ツマミでは周波数が早く変えられるように10 対 1 とした．周波数の目盛は，相対値の微細変化も周波数計を併用しないで直読できるように周波数直線になっており，目盛は図2に示すように見易く，たとえば 30 Mc において 2 kc (約 7×10^{-5}) が1目盛ごとに読みとれる．さらに内蔵する 1 Mc 水晶発振器，100 kc マルチバイブレータによる校正装置によって校正すれば，周波数の確実が 14 Mc 以下においては ±0.02% が保証され，その値が図 2 に示すように，2 ダイヤルによって，たとえば 10.697_4 Mc と非常に細かく読みとることができる．

図2　周波数ダイヤル目盛（現寸）

2．出力レベル

出力レベルは，2信号特性測定のときのみならず，一般の測定たとえばインピーダンスブリッジの電源としてもちいるときなどにも，なるべく高いことがのぞまれる．また測定中，周波数をかえても出力レベルが変わらないことか測定を容易におこなうための一必要条件と言えよう．本器は 75 Ω において 1 V をとり出すことができ，かつ相反する条件である出力インピーダンス特性はそこなわれておらず，VSWR が 1.2 以下にはいっている．また出力レベルの自動調整(APC)回路が設けられており，このために周波数帯を切換えても周波数ダイヤルを動かしても出力レベルの変動は少なく，図3のように約±0.5 dBにとどまっている．

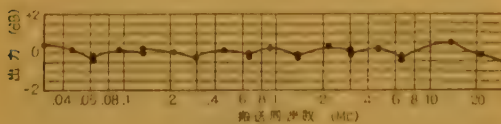



図3　APC の特性

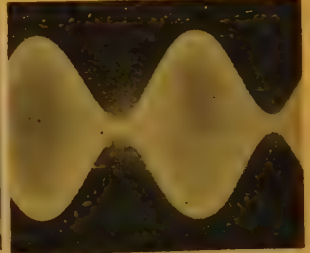
3．AM にともなう残留 FM

残留 FM を軽減するには，AM にともなう被変調増幅器の入力インピーダンスの変化が搬送波発振器に影響しないようにする他なく，実際には

（a）　搬送波発振器を強力なものにして，被変調増幅器との結合を極めて疎にする．

（b）　搬送波発振器と被変調増幅器の間に緩衝増幅器をいれる．

本器においては（b）の方法によって実用上十分なまで残留 FM を減らすことができた．変調スペクトラムの1例は図4に示すとおりであり，30 Mc における測定結果は，1,000 c/s 30% 変調において残留 FM が 60 c/s 程度である．

30 Mc，1000 c/s 40% 変調
図4　変調スペクトラムの1例

1 Mc，400 c/s 85% 変調
図5　変調波形の1例

また変調ひずみ率，雑音の特性も改善がのぞまれ，ひずみ率は 30% 変調で -40 dB，80% 変調で -30 dB 程度が，また雑音は 30% 変調で -50 dB 程度が要求されている．本器においては陽極変調方式によってほぼこの規格を満足することができるようになった．変調波形の1例を図5に示す．

以上のような改良は，今後の高級標準信号発生器として当然考えなくてはならない方向を示しているものと思われる．

規　　格

周波数範囲	30 kc〜30 Mc
周波数確度	主目盛で ±0.5%，校正して微調目盛で ±(0.02%+100 c/s)(ただし 14 Mc 以下)
周波数目盛調整の細かサ	30 Mc において 2 kc
周波数の安定サ	30 分後 10 分間の変動が 0.01% 以下
周波数校正	100 kc マルチバイブレータ，1 Mc 水晶発振器検出器を内蔵し校正できる
出力インピーダンス	75 Ω VSWR 1.2 以下
出力レベル範囲	−10 dB〜120 dB
出力レベル確度	±1 dB(0〜120 dB)，±1.5 dB(−10〜0 dB)
変調周波数	内部 400 c/s，1000 c/s．外部 50〜10,000 c/s，ただし搬送周波数の 3% 以下
変調率	0〜100%
変調率確度	±(指示値×0.05+2)%(ただし80%以下)
変調ひずみ	30% 変調で −40(−35) dB 以下・80% 変調で −30(−25) dB 以下（括弧内は外部変調）
変調雑音	30% 変調で −50 dB 以下
変調による残留 FM	30 Mc において，1 kc 30% 変調のとき 100 c/s 以下
変調による搬送周波数の変動	30 Mc において，1 kc 30% 変調のとき 200 c/s 以下

超短波 FM/AM 信号発生器 (MA-236 型)

八欧電機株式会社（中山元泰）

従来，市販されている FM 信号発生器では，その最重要部である変調回路についてはほとんど例外なくリアクタンス管を用いている．しかるにリアクタンス管は単なる電子回路として見るときは極めて興味の深い，応用の広い回路であるがFM信号発生器に適用した場合に相当の問題があることは否定できない．その問題点を示せば，

（1） 周波数が VHF 帯になると電極容量や分布容量の影響が無視できなくなり，移相回路が必ずしも紙上設計どおりには動作しなくなる．したがってリアクタンス管の動作は不安定となる．信号発生器のように広範囲に周波数を変える場合は特に問題が多い．

（2） 中心周波数に比して大きい周波数偏移が得にくい．強いて得ようとすると，ひずみが急増する．

（3） 以上の問題を避けるために比較的低い周波数でリアクタンス管を動作させ，必要な周波数および偏移の得られるまで周波数逓倍を行なうのが従来の定石とされていたが，これによりまた別の問題も生じる．すなわちスプリアス周波数の発生である．ことに希望周波数の近くの 7/8 倍とか 9/8 倍のスプリアス信号は簡単に除くことは困難である．したがって水晶制御方式の FM の受信機の測定試験においては，感度および *S/N* を測るための FM 信号発生器だけでなく，スプリアス特性を測るための AM または CW の信号発生器を必要とする．

以上の諸問題を解決するのには VHF 帯の発振回路に直接偏移を起こさせる必要があり．そのための変調素子ならびに回路の出現が望まれていた．近年，強誘電体や強磁性体の開発応用が盛になり，また半導体可変容量も実用化されて来た．

筆者らは先に強誘電体が印加電界により誘電率の変化する特性を用いて 150 Mc 帯の FM 信号発生器の実験を行ない，発表した[1]のであるが，まだ温度特性に難点があり製品化されるに至っていない．ここで紹介する超短波 FM/AM 信号発生器MA-236 型は，強磁性体が印加磁界により誘磁率を変化する性質を応用したものである．図 1 はその外観，図 2 は系統図，図 3 は主発振および変調回路を示す．発振管としては板極管を用い，中心周波数可変素子としては特別設計になるスプリット・ステータ型可変コンデンサを用いて 36～470 Mc を 5 バンドでカバーしている．

本器の最大の特徴である FM 変調トランスの外形は図 4 に示すとおりであって，6 mm 角のフェライト・コアの中央に 4 mmϕ の孔をあけ，これに 0.1 mm のエナメル線を 10 回巻いてある．この外側に 45 パーマロイを成層したエキサイタ・コアが囲んでいる．エ

図 1　外形写真

図 2　系統図

バンド	接続	
A	①→③	②→④
B	①→③	②→④
C	①→⑥	②→⑤
D	①→⑥	②→⑤
E	①→⑦	②→⑧

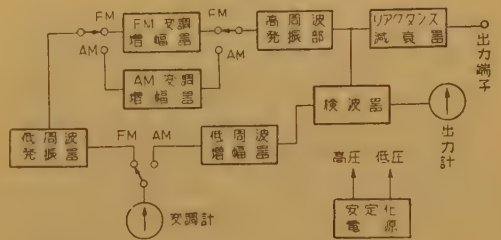
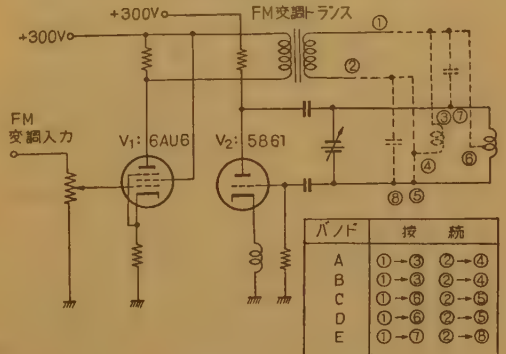



図 3　主発振および FM 変調回路

図 4　FM 変調トランスの外形

図6　トランジスタ安定化低圧電源

図7　安定化低圧電源の静特性

図5　FM 変調トランスの静特性

キサイタ・コアに変調電流を流すことによりフェライト・コアの誘磁率が変化し，したがってインダクタンスが変化する．この静特性を図5に示すが，おおむね 1 mA の変化に対して 0.05 μH 程度の変化を示す．この変調トランスが発振回路に並列に入るわけであるが，その結合方法はバンドごとに異なる．各バンドごとの等価回路および変調感度を示す式は表1にまとめてある．通常，フェライト・コアの使用限界は 40 Mc 程度とされているが，本器の場合，結合方法を工夫することで 470 Mc でも充分使用できた．またエキサイタ・コアの外にあらかじめ磁気バイアスを与えるための永久磁石回路が並列に入っている，この加減は可変磁気分路によって行なわれる．

本器は上記のごとき発振および変調回路を用いているので，スプリアス特性は極めて良く表2に示すとおりであって，逓倍方式に比して約1桁向上している．しかも，スプリアス成分の内容は高調波成分のみであるから，水晶制御の受信機のスプリアス特性を測定する際に混乱を生ずる心配はない．

本器はまた，発振管のヒータ電源にトランジスタを用いて安定化しており，周波数安定度の向上，残留 FM 雑音の減少に努めている．図6にはその回路，図7はその特性である．本器の出力回路には，いわゆる定抵抗回路をつけた結果パネル面の接栓において定在波比 1.2 以下であるので，整合抵抗を有する端子筐を用いることなく，正しい出力電圧を得ることができる．

最後に本器の仕様を表3に示しておく．

表1　FM 変調の等価回路

バンド	等価回路	変調感度
A・B		$\frac{df}{f}=-\frac{1}{2}\frac{L_b}{L_b+L_v}\cdot\frac{dL_v}{L_v}$
C・D		$\frac{df}{f}=-\frac{1}{2}\cdot\frac{L_t}{L_t+n^2L_v}\cdot\frac{dL_v}{L_v}$ $L_t=L_a+L_b+2\sqrt{L_aL_b}$ $n^2=L_t/L_b$
E		$\frac{df}{f}=\frac{1}{2}\cdot\frac{L_a}{2L_v}\cdot\frac{L_a^2C_a^2-2L_aC_aL_vC_v-L_v^2C_v^2}{(L_vC_v-L_aC_a)^2}\cdot\frac{dL_v}{L_v}$

表2　スプリアス特性

周波数	第2高調波ひずみ
36 Mc	55 dB
48	45
60	41
80	49
100	48
130	50
150	53

表3　超短波 FM/AM 信号発生器 MA-236 型仕様

周波数	範囲	36～60，60～100，100～165，165～280，280～470 Mc
	誤差	1%
出力	電圧	−10～100 dB
	誤差	±2 dB
	インピーダンス	50 Ω
	定在波比	1.3 以下
FM	偏移	0～20 kc，0～100 kc
	誤差	10～20%
	ひずみ率	10% 以下
	内部変調	400 c/s および 1000 c/s
	外部変調	100 c/s～10,000 c/s
AM	変調度	0～20%，0～40%
	誤差	10%
	ひずみ率	10%
	内部変調	400 c/s および 1000 c/s
	外部変調	100 c/s～10,000 c/s
スプリアス		40 dB 以下
寸法		56×36×34 cm
重量		32 kg

参考文献

（1）昭和 34 年電気4学会連合大会："強誘電体を変調素子とする周波数変調器の実験".
（2）昭和 33 年電気通信学会全国大会："強誘電体周波数変調の実験".

ナショナル 826 A 型, 826 A 1 型標準信号発生器

松下通信工業株式会社（小久保　満）

信号発生器といえば測定器のうちでも歴史の古いものの部類に属しているが，今だに新製品が後を断たないところからしても，その重要性は非常に高いものであり，またそこには幾多の改良を加えなければならない問題点が残されているものと考えられる.

以前からのいわゆる標準信号発生器と呼ばれる測定器は，見るからに堅牢無骨なものが多く，取扱いは複雑で熟練を要するものであり，重量も大きく据置型専用のものが大部分を占めていた.

しかし現在のエレクトロニクスの急速の進歩により信号発生器（以下 SG と略記）も確度・安定度などの電気的性能の向上と同時に小型化，取扱の簡易化，価格の低廉化が強く要求されてきている.

一般のラジオ受信機を調整測定するにしても，試験方法も二信号法など，つぎつぎに新しい方法が採用されている現在，周波数を変えた都度出力レベルを修正し，周波数ダイヤルの指示を較正表頼りに補正し，電源電圧の変動を常時観視調整してやらねばならないようでは進歩は期待できない.

出力振幅自動制御装置，水晶による周波数較正装置とビート検出用スピーカ，周波数指示の指針調整機構は長・中・短波帯 AM の SG には是非備えるべきであろう.

このたび発売されたナショナル 826A型および 826 A1 型信号発生器は SG の普及を目的として，しかも上記の性能を充分考慮に入れて完成されたもので，機構的には読み易いダイヤル二重ツマミや絞りパネルを採用し，小型で重量は約 20 kg にまとめられてある.

826 型 SG には発振周波数により 826A型と 826A1 型の2種のものがあるが，図1の系統図によって説明を加えよう.

（1） 搬送波発振部

発振回路は三極管によるカソード接地型ハートレーで，周波数変化はバリコンで行ない，周波数レンジの切換は9個のコイルをターレット方式で選択して行なっている．バリコンは 10：1 のフライホイール付きのギヤダイヤルで駆動されていて，パネル面のツマミには 100 等分目盛があるから周波数を細かく調整することができる．発振管へのB電圧は電圧制御の直列管を経て供給されている.

826A型は 50 kc から 50 Mc までの9レンジで，826 A1 型は 100 kc から 50 Mc までの8レンジと他に 455 kc±30 kc を読み易くスプレッドしたレンジとを持っている．これ以外については両型は全く同様である.

（2） 被変調緩衝増幅器

6 BQ 5 の非同調増幅段で 50 kc から 50 Mc にわたってほぼ一定の増幅度を持っている．振幅変調はコントロールグリッド変調によっている.

（3） 出力レベル検出回路

2個のダイオードで出力を整流し，レベル計への入力と自動振幅制御回路への入力電圧を同時に取出している．なおこれらの回路は鋳物シールド内部に組立てられていて，電源はフィルタを経て供給されているから，信号のリークは充分小さくなっている.

（4） 出力指示回路

ダイオードの検波出力をブリッジ型真空管電圧計で指示させている．メータが SET CARRIER の点まで振れたとき，120 dB 固定出力端子の信号出力が丁度 1 V となるように調整してある．メータには SET CARRIERのマークと変調度目盛があり，切換えて読むようになっている.

（5） 減　衰　器

抵抗減衰器で，主減衰器（20 dB ×4）と副減衰器（1 dB×20）の二つから成り，合わせて 100 dB の範囲を 1 dB ごとに調整できる．出力指示計が SET CARRIER の点にあるとき 0～100 dB の出力電圧が得られる．出力インピーダンスは 75 Ω 一定である．なお，本器の指示する出力電圧は出力端開放時の電圧で較正してあるから，75 Ω でターミネートしたときは出力電圧は 1/2 となる.

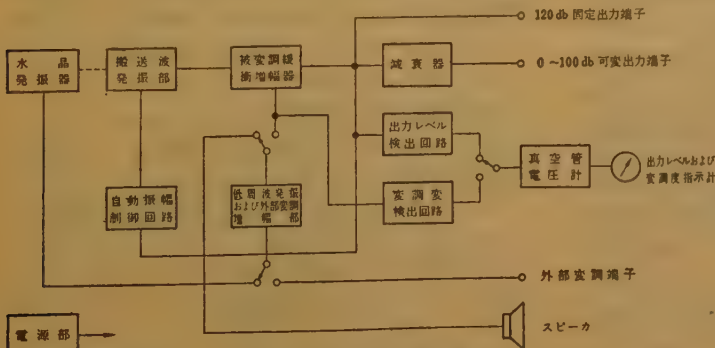



図1　回路系統図

120 dB 端子には信号のリークを防ぐための蓋が付属している。

（6） 自動振幅制御回路

出力を整流して得たレベル計への直流電圧を同時にこの回路に加えて，定電圧放電管からの基準電圧と比較し，差異電圧を増幅して，搬送波発振管への直列管の内部抵抗の変化によりB電圧を変化させて出力レベルを一定に保っている．

（7） 変 調 器

内部変調用低周波は振幅制御したらウイーンブリッジによって 400 c/s と 1 kc を切換えられ，振幅は0から 80% 変調まで連続可変となっている．外部変調のときにはこの発振器は動作を停止し，外部からの信号は増幅され被変調管に加えられる．変調度は同じく 0～80% 可変で，80% 変調するには約3Vの入力が必要である．変調度は被変調管に加えられる低周波電圧をダイオードで整流して，レベル計用の真空管電圧計を切換えて読取るようになっている．

（8） 周波数較正器

搬送波発振器と複合の五極管は 1 Mcの水晶発振器で，管内で混合された信号は検波されてスビート出力となり，変調用の増幅器を利用して増幅され，内蔵のスピーカを鳴らせている．これによりイヤホーンなどを用いなくても随時発振周波数を 1 Mc おきに較正することができる．また周波数ダイヤルの指針は左右に僅か調整できるようになっているから，特に正確な周波数を望む場合には使用する近くの較正点で指針位置を修正して用いることができる．

（9） 外観構造

本器の外観を図2に示す．

周波数レンジ切換ツマミの上方の窓には発振する周波数範囲が表われ，その文字の色は上方の周波数ダイヤルの色分けと対応しているので判別は容易である．指針上方の小ツマミが指針位置調整用のもので，スピーカは筐体側面に取付けてある．

出力レベル調整器には OFF の位置でスイッチが入り，発振が停止するから，この状態で出力レベル計の零点調整を行なう．変調切換と変調度調整は同軸の二重ツマミとしてある．

以上で本器の説明を終わるが最後に定格と，1 Mc でレベルセットしたときの出力周波数特性の一例を図3に示しておく．

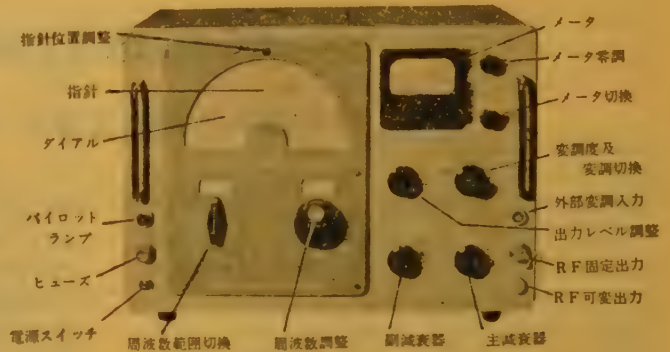



図2 外 観

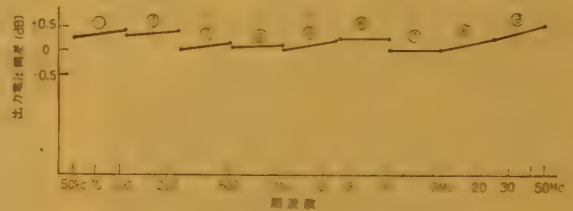
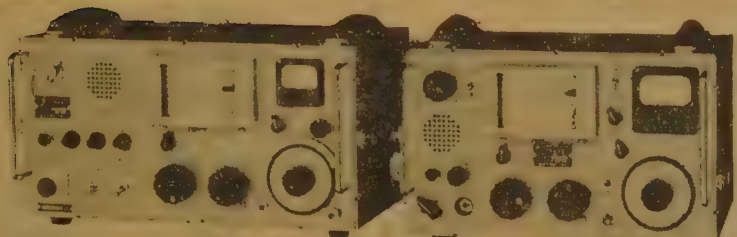



図3 出力周波数特性（826 A）

定 格

周 波 数 範 囲	826 A型 50 kc～50 Mc（9バンド）
	826 A 1型 455 kc±30 kc 100 kc～50 Mc（8バンド）
周 波 数 確 度	±1%
出力インピーダンス	75 Ω
減 衰 器	抵抗型 20 dB×4，1 dB×20
出 力 電 圧	120 dB および 0 dB～100 dB（0 dB＝1 μV）
可変出力電圧確度	±1 dB（20 Mc 以下）
第2高調波含有量	1 Mc 以上－20 dB 以下
周波数較正装置	1 Mc，確度 1×10^{-4} ビート増幅器，スピーカ自蔵
振 幅 変 調	内 部 400，1000 c/s 外 部 80 c/s～10 kc
変 調 度	0～80% 連続可変
内部変調歪率	変調度 6% 以下
電 源	AC 100 V，50～60 c/s
消 費 電 力	約 70 W
寸 法	高さ 290，幅 410，奥行 220 mm
重 量	約 20 kg
付 属 品	接栓付同軸ケーブル約 1 m

ARM-5705 型　電界強度測定器

安立電気株式会社（柏木弘光）

ARM-5705 型　電界強度測定器

電界強度測定器の原理は，結局空中線に誘起した微少電圧の測定に帰着し，一般に高感度の測定用受信部と利得校正用の比較信号発生部とから成立っている．これらの部分が単独で動作するようにつくれば，測定用受信機，信号発生器として用いられるのはもちろんのこと，これらを組合わせあるいはインピーダンスブリッジ，方向性結合器などを併用することによって，電界強度の測定のほかに微少電圧の測定，インピーダンスの測定，送信機の基本波およびスプリアス電力の測定などに用いられ，VUHF の測定装置として広範囲な応用が期待できる．ARM-5705 型電界強度測定器はこの考え方を基本とし，つぎのような項目に注意して計画された．

（a）高感度の測定用受信機と変調の特性は簡略化するが，出力インピーダンスと出力レベルの特性については一般の高級標準信号発生器以上の性能を有する信号発生器とで構成すること．

（b）周波数範囲は VUHF 帯の送受信機の特性が測定できるように，要すれば別の周波数変換器を併用して，25~1,410 Mc（470 Mc 送信機の第 3 高調波）とすること．

（c）長時間の連続記録を考えて第 1 局部発振器を水晶制御とするための水晶制御を別に用意すること．

（d）送信機の基本波およびスプリアス電力を測定するための方向性結合器を別に用意すること．

設計および成果の概要はつぎのとおりである．

1.　周波数帯の分担

1 個の高周波部で 25~1,410 Mc をカバーすることはもちろん不可能で，従来のものは下限を 25 Mc とすれば上限は 200~300 Mc であった．種々同調回路を試作した結果，高周波部の真空管としてペンシルチューブをもちい，*LC* 集中回路でタレット切換方式を採用しながら，上限を 470 Mc（400 Mc 帯の上限）まで拡張することができた．470 Mc 以上は，別の ARM-5901 型 UHF 周波数変換器で 70 Mc におとして本器にいれることによって解決した．

2.　近接周波数選択度特性

従来の VUHF 帯の電界強度測定器を通信用受信機にくらべると，近接周波数選択度に関しては全く考慮していないと言ってよいほどであった．VUHF 帯の割当周波数は互に接近し最近は 40 kc になっている．また RTCA 規格によって送信機のスプリアス電力を測定しようとすれば，数十W の基本波から 50 kc 離れた周波数で基本波電力から 60 dB 低い電力を測定することが必要になる．これらの理由から本器は 7 同調回路の集中フィルタを用いた結果，50 kc の離調で約 80 dB の選択度が得られた．また雑音電界強度の測定で帯域幅を広くしたい場合，あるいは感度より同調のとり易サと安定サをのぞむ場合を考えて，帯域幅を切換えられるようにした．その特性の 1 例を図 1 に示す．

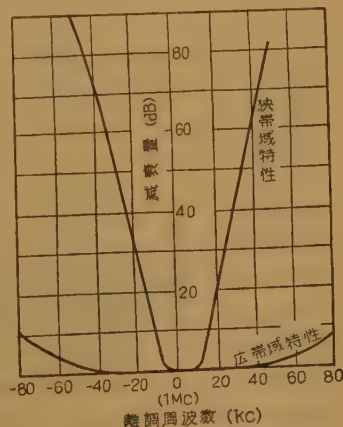



図 1　選択度特性の1例

3. 周波数調整の細かサと安定サ

選択度特性を図1の挟帯域として周波数の上限470 Mcを受信することを考えると，第1局部発振器の周波数調整の細かサと安定サは全く重要な問題になってくる．この点従来のものは同調機構が粗雑で不満足なものであった．本器は同調機構を極めて精密かつ堅牢なものとした上で，歯車の減速比を660対1，また早く同調できるように40.5対1に切換えられるようにし，第1局部発振管の放熱の機構を改善して周波数の安定サを改善するとともに，第2局部発振器に自動周波数制御をほどこした結果，帯域幅を挟く20 kcとして470 Mcを受信するときでも，全同調回路が連動になっていることと相まって全く楽に同調できるようになった．さらに長時間にわたる連続記録を行なう場合は，別にARZ-5905型水晶制御器を併用して第1局部発振器を水晶制御とするように考えられている．

同軸の給電線を通過する，送信機の基本波およびスプリアス電力を測定するために，ARZ-5823型CM方向性結合器が別に用意されており，適当なものを用いて，50 Ω または 75 Ω のインピーダンスで 0.01 μW ～10 W 以上の電力を測定することができる．

以上述べたとおり，本器は電界強度測定器としてよりも，むしろVUHF帯にわたる測定装置として計画されその構成を測定用受信機と標準信号発生器とに分離し，受信機を広帯域の通信用受信機並に考えて設計製作したものといえよう．

その他の主要性能および規格は図2～図4，表1～表2に示すとおりである．

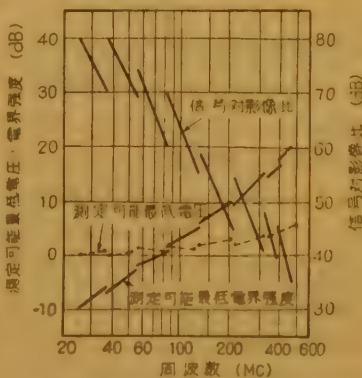



図2　測定可能低電圧電界強度信号対影像比特性の1例

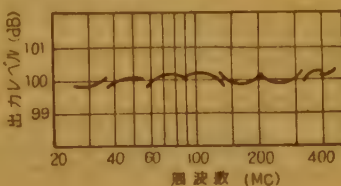



図3　出力レベル特性の1例

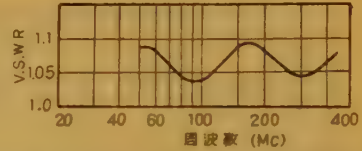



図4　出力インピーダンス特性の1例

表1　測定用受信機の規格

周波数範囲	25～470 Mc
入力インピーダンス	50 Ω，N型コネクタ
測定可能電圧範囲	最低：130 Mc まで 5 dB，130 Mc 以上 12 dB 最高：(最低値＋110)dB，(0 dB＝1 μV，C/N＝6 dB)
選択度	狭帯域：帯域幅 20 kc 以上 (3 dB) 離調特性 30 kc 離調で減衰 35 dB 以上 50 kc 離調で減衰 75 dB 以上 広帯域：帯域幅 100kc±20% (3 dB)
信号対影像比	56 Mc まで 65 dB，130 Mc まで 50 dB，320 Mc まで 35 dB，320 Mc以上 30 dB 以上
出力指示計	準尖頭値または平均値に切換えられる．準尖頭値のときの時定数は放電 600 ms，充電 1.2 ms で電波技術審議会の推奨値に適合する．
レコーダ増幅器	定格 10 mA のレコーダで 20 dB の範囲を対数直線に記録できる．
モニタ回路	A 2，A 3，F 3 電波が受信できる．
空中線形式および測定可能電界強度範囲	ダブレット形，付属のダブレット空中線を使用したときの測定可能電界強度範囲は 最低：56 Mc まで 0 dB，130 Mc まで 10 dB，320 Mc まで 25 dB，320 Mc 以上 30 dB 最高：(最低値＋110)dB，(0 dB＝1 μV/m，C/N＝6 dB)

表2　標準信号発生器の規格

周波数範囲	25～470 Mc
周波数目盛	直読目盛で内蔵の水晶校正器によって校正できる．
搬送波ひずみ率	－40 dB 以下
出力インピーダンス	50 Ω，VSWR 1.2 以下，N型コネクタ
出力レベル	0～100 dB 連続変化できる．
出力レベル確度	100 dB において ±1 dB
減衰確度	100 dB に対して ±1 dB
変調	FM 変調がかけられる．内部変調周波数は約 1000 c/s で外部変調もできる．

低雑音指数測定用受信機

昭和電子株式会社（石井宗典）

マイクロ波による見通し外通信など，低電界における通信が開発されるに伴い，パラメトリック増幅器，低雑音進行波管等の研究がさかんに行なわれている現状であるが，これら増幅器の雑音指数改善が進むにつれて測定法についても検討を要し，測定装置自身の低雑音化が要求されている．

本装置はスーパーヘテロダイン方式の受信機に振幅変調をかけ，位相検波装置を付加して，S/N改善をはかったものである．

1. 装置の構成と動作

本装置の構成は図1に示すごとくであって，斜線をつけた部分が本装置であらたに設けられたものである．

本装置は高周波部を交換することによりセンチメートル波からミリメートル波帯にわたって用いることができる．6000 Mc 帯用の場合の装置の外観を図2に示す．

振幅変調にはフェライト変調器を使用している．位相検波器は振幅変調周波数に同期してオンオフされるゲートであって，その後に変調周波数より充分に低いしゃ断周波数をもつ低域ろ波器が接続されている．

図1で位相検波器に入る信号の中ゲートがオンの期間に同期した成分のみが直流分を作り，他の周波数成分は直流分を生じない．ゲートの出力の中交流分は，ろ波器でしゃ断される．したがって受信機で発生する雑音の大部分が，ろ波器で抑圧されるため持続波入力信号に対する受信機の検出感度を増加させることができる．

図2

2. 装置の性能

本装置の主要性能は表1のとおりであって，位相検波器を付加することによって，S/N は約 10 dB 改善される．したがって，たとえば 6000 Mc 帯においては等価的な雑音指数は約 2 dB である．

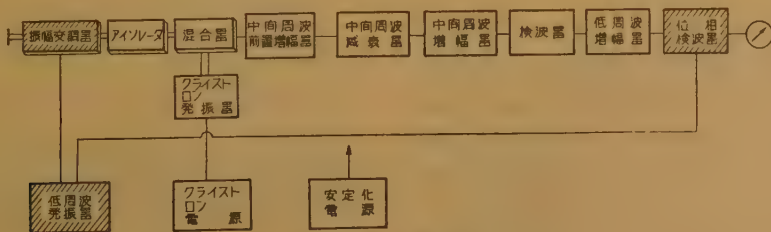



図1　構成図

表1 主要性能

	6000 Mc 帯	7000 Mc 帯	10000 Mc 帯	34000 Mc 帯	50000 Mc 帯
使用導波管	WRJ-6	WRJ-7	WRJ-10	WRJ-34	WRJ-50
周波数範囲 (Mc)	5800~6500	6500~7200	8500~10000	33500~36000	46000~50000
使用クリスタル	1 N 23 C	1 N 23 C	1 N 23 C	1 N 53	1 N 53
中間周波数 (Mc)	70				
中間周波帯域幅 (Mc)	±2.5				
中間周波増幅器利得 (dB)	100				
雑音指数 (dB) (位相検波器を使用しない場合)	12	12	13	18	20
等価的な雑音指数 (dB) (位相検波器を使用した場合)	2	2	3	8	13

掃引型包絡線遅延ひずみ測定器

東京電波株式会社（原田一雄）

カラーテレビ受信機の中間周波増幅器やその他遅延ひずみが問題となる回路網の遅延ひずみの測定は，振幅変調信号あるいは周波数調信号を利用し，被測定回路を通った信号の変調波成分の位相ひずみを測定して得られるから，信号に変調された掃引信号を使用し，オシロスコープに遅延ひずみ特性を直視することができる．従来位相ひずみの測定には位相検波器がもっぱら使用されている．

遅延ひずみ測定器

試作測定器は被変調回路を通った信号の変調波成分をスライスして矩形波変換して得られた矩形波と，変調発振器から取出したリファアレンス周波数を，きょ歯状波形変換して得られたきょ歯状波形とを比較検波し，被測定回路の遅延ひずみによって生ずる矩形波の遅延時間を電圧の変化に置換し測定する，いわゆる比較検波法について試みた．

図1に試作した装置の系統図を示す．掃引発振器の出力は変調器を通り変調発振器によって 100 kc の振幅変調を受け被測定回路に供給される．被測定回路の出力は検波増幅され，矩形波変換回路によって 100 kc の矩形波に変換し，スイッチ回路のゲート信号として与える．

図 1　測定器回路系統図

一方変調発振器の 100 kc 出力は移相器を通し，きょ歯状波形に変換されスイッチ回路を通り，出力はオシロスコープの垂直軸端子に接続される．動作は図2

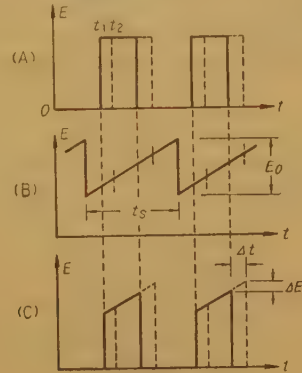



図 2　動作原理図

によって（A）のゲート信号パルスがスイッチ回路の開閉動作を行なうから，（B)のきょ歯状波形はスイッチ回路の動作期間中出力に表われ，図（C）のごとく矩形波によって裁断された電圧波形を得る．いま被測定回路のもつ遅延ひずみによって図（A）のパルスが t_1 から t_2 に遅延した場合，図 (C) の出力電圧は ΔE の変化を受ける．すなわち遅延ひずみ t_g は t_2-t_1 のため出力電圧の変化は遅延ひずみ量を指示する．

測定感度はきょ歯状波形の傾度によって決まり

$$S=\frac{\Delta E}{\Delta t}=\frac{e^{-t_1/RC}-e^{-t_2/RC}}{t_2-t_1}\cdot E_0 \qquad (1)$$

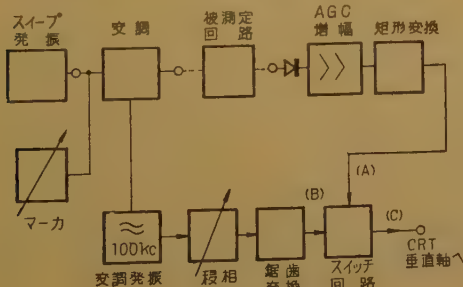
ここに RC はきょ歯成形回路の時定数，E_0 はきょ歯状電圧の尖頭値を表わす．

式 (1) は近似的には式 (2) で表わされるから，いま $E_0=20$ V

$$S\fallingdotseq E_0/(RC) \qquad (2)$$

$RC=2.5\,T_S$ に取り，感度を式(2)によって求めれば $T_S=5\,\mu s$ のため $RC=12.5\times10^{-6}$, $S=1.48\times10^6$ となり，遅延ひずみ量 10 mμs に対する電圧の変化 ΔE $=0.148$ V を得て，オシロスコープに対しては充分な電圧変化を得る．

測定誤差は

（i）変調器入力から被測定回路入力までの微分利

得偏差にもとずく遅延ひずみ誤差

（ii） きょ歯状波形の非直線誤差

であり（i）の誤差は遅延ひずみ最大測定範囲 1 μs における誤差 5% を満足するための周波数特性のレベル偏差は 0.9 dB 以下となる．

（ii）の誤差は近似的には

$$\frac{\text{遅延時間最大測定値}}{\text{きょ歯状波掃引時間}} \times \text{掃引非直線誤差}$$

と考えて良いから，きょ歯状波形の直線性を 5% に取り，掃引時間を 5 μs，最大測定量を 1 μs に取れば，誤差は 1% に抑さえることができる．

したがって本測定法における誤差の要因は（i）によって起こるものであり，被測定回路の遅延ひずみに無関係に存在する定誤差を与える．(ii) の誤差は被測定回路の遅延ひずみの関数で表わされ，1% 以下であるため無視することができよう．実際には掃引非直線誤差は 1% 以下である．

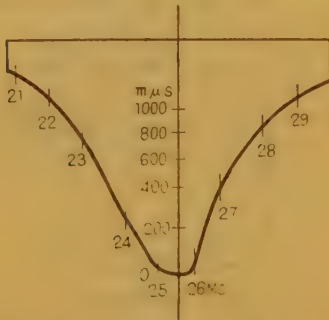



図 3 遅延ひずみ測定器

試作した装置の性能は下表に示す結果を得た．

変調部	周波数範囲	20 Mc～50 Mc
	出力偏差	1 dB 以下
	入力電圧	0.1 V 以下
	入出力インピーダンス	75 Ω
測定部	測定範囲	最大 1 μs
	誤差	±5% 以下
	感度	10 mμs/cm 以上
	マーカ	20 Mc～50 Mc

図 3 にトップフラット 2 段スタガ増幅器（中心周波数 25.5 Mc，帯域幅 4.5 Mc）の測定例を示す．

図中縦軸は遅延ひずみ量であり，曲線上の点はマーカ標示周波数を表わす．

以上のごとく本測定法によれば，きょ歯状回路定数によって感度が決定されるため雑音の影響を受けることなく極めて高感度をうること，および信号はスライスして矩形波変換されるため位相検波のごとき波形ひずみによって生ずる誤差を伴なわない．

6000 Mc 帯遅延ひずみ測定装置

安立電気株式会社（岸本　惇）

マイクロ波中継は電話回線の増加，またカラーテレビの伝送等の必要性から，一つのルートで超多重化される方向に向い，これら中継装置の高性能化は測定装置により高い性能が要求されてきた．超多重の中継装置に欠くことのできない測定項目として，遅延ひずみの測定に関しても，従来の遅延ひずみ測定装置（電々公社名 WJ-306 形測定装置等）に採用されている方式では，確度，精度，*S/N*等不十分な点があり，これらを改善した新しい方式の遅延ひずみ測定装置が 6000 Mc 帯用として考案され，電々公社電気通信研究所の指導で現在実用化されはじめている．

この装置の主なる性能を列記すると，

測定周波数範囲　5800～6400 Mc
測定監視幅　±20 Mc（50 c/s 掃引）
送信出力レベル　最高 −15 dBm 以上
受信入力レベル　最低 −25 dBm

測定レンジ　1 mμs, 5 mμs, 10 mμs
（ブラウン管上 100 mm）
電源　AC 100 V 50, 60 c/s

この装置は図1に示すように，指示部，マイクロ波掃引信号発生部，受信部，位相計部，電源部が一架に組込まれ，送信周波数変換器および受信周波数変換器が別に設けられている．

測定すべき中継装置の入力端には，この測定装置の送信周波数変換器出力が導波管で接続される．マイクロ波掃引信号発生部には，5800～6400 Mc の間任意周波数を中心として ±20 Mc 以上掃引する掃引信号発生器と，200 kc で浅い周波数変調をかけた 212 Mc の FM 発振器とを持ち，その二つの信号を送信周波数変換器に加えて差周波数をとりだす．いまマイクロ波掃引発振器の出力周波数を 6212±20 Mc とすれば，送信周波数変換器出力は 6000±20 Mc となる．中継装置の入出力周波数差が 252 Mc とすれば，中継装置の出力周波数は6252±20 Mc となり，この信号とマイクロ波掃引発振器出力とを受信周波数変換器に加えて中間周波に周波数変換すると，その出力は常に 40 Mc となり，掃引成分は打消される．中継装置の入力信号は掃引信号と周波数変調信号とを混合周波数変換して，FM 掃引信号を得ているので，この信号は掃引帯域内ではどの周波数においても周波数偏移量は一定で，50 c/s の掃引成分によって 200 kc の周波数変調成分が変調されることはない．中継装置に入った信号の 200 kc 変調成分は，中継装置の遅延特性（位相対角周波数特性の角周波数微分特性）に従ってその位相が変化するので，受信周波数変換器出力の 40 Mc 信号の 200 kc 周波数変調成分が同じに位相変化していることになり，この信号を増幅振幅制限器にかけて後周波数選別器で 200 kc 信号と復調すれば，その 200 kc 信号は 50 c/s の繰返しで被測定中継装置の遅延特性に比例した位相変調を受けた信号である．遅延特性の変化が 1 mμs とすれば，これを 200kc の位相変化に換算すると 0.07° に相当するので，mμs単位の遅延特性の測定は，微少位相変化の検出ということになる．この位相検出の感度を上げるために，この信号周波数を 25 逓倍し，別に 212 Mc FM 発振器を変調してい

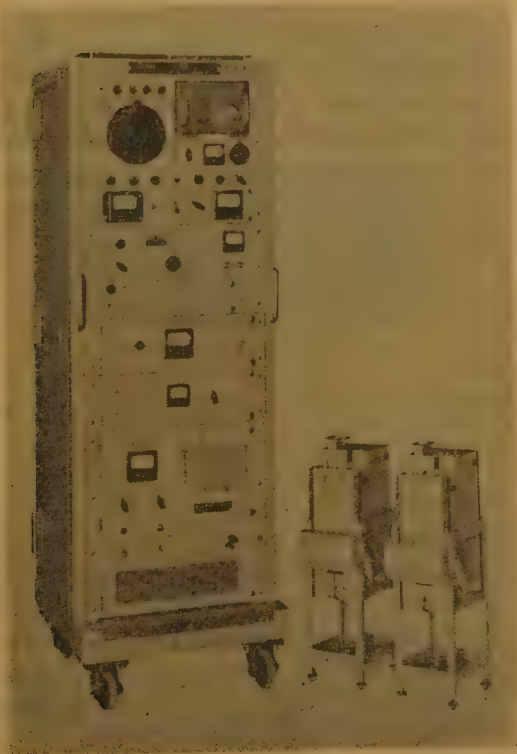
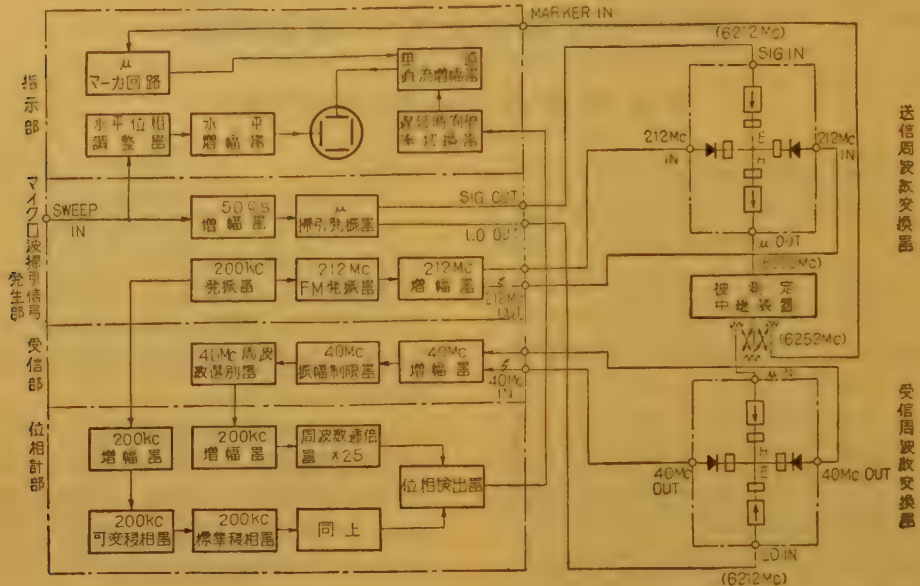



図1　6000 Mc 帯遅延ひずみ測定装置構成図

る 200 kc 信号の一部を同様に25逓倍して基準信号を作り，これとベクトル的に合成検波して先の位相変調を受けた 200 kc 信号の位相変化量を検出，直流増幅してブラウン管垂直軸に加え，横軸はマイクロ波の掃引と同期させて掃引すれば，ブラウン管上被測定装置の遅延特性を画かせることができる．

ブラウン管は 180 mm のものを使用して，水平軸は ±20 Mc を 120 mm，垂直軸は 1 mμs を 100 mm の等方目盛を設け，垂直軸の利得を変えて測定遅延時間目盛の倍率を ×1(1 mμs)，×5(5 mμs)，×10(10 mμs) の 3 レンジで測定できる．この垂直時間目盛の較正は，位相検出器の基準信号側に入れられた 200 kc 標準移相器で行ない，10 mμs に相当する位相 (0.72°) を 25 c/s 繰返しの有極リレーで切替え，ブラウン管上に二つの像を出し，その像の間隔が 10 mμs であるので，これを目盛板に合わせることにより較正を行なっている．横軸の周波数目盛は，中継装置出力掃引信号の一部をマイクロ波空胴波長計に入れ，波長計の検波出力をブラウン管垂直軸に加えてマーカを出し目盛を較正している．

M-225 B 形 WDGP 試験器

安立電気株式会社（藤田雄五）

この測定器はテレビ伝送路や機器の微分利得，微分位相と各種波形ひずみを測定するものである．

NTSC 方式のカラーテレビ伝送では，色を伝送するための I 信号と Q 信号を共通の色度副搬送波による位相多重方式で伝送し，しかもこれらの色度信号は白黒テレビの画像信号に相当する明度信号とともに同一周波数帯域内で伝送される．したがって色を忠実に伝送するためには明度信号の振幅変化に伴なう色度信号の振幅変化と位相変化，すなわち微分利得（DG）と微分位相（DP）を測定し，それらをできるだけ小さい値に維持することが必要である．

DG と DP を測定するための試験信号波形は国際規格に準ずるのがよいが，国際規格がいまだ制定されていないので，C.M.T.T. 勧告の非直線性試験用信号波形をそのままもちいた．

この波形は本来 DG 測定用であり，DP 測定測定には若干の困難を伴なうものであり，また S/N 改善の方法が簡単でないなどの欠点があって，かならずしも最適のものではないのであるが，この測定器では国際規格の尊重と簡素化のためにこれらの困難を克服しあえてこの波形をもちいることにした．図1に示すように

図1　DG と DP の試験信号波形
（Y 軸；0.5 V/cm，X 軸；40 μs/cm）

4個の水平同期信号周期のうち1個の同期に 3.579545 Mcの微小正弦波信号を重ね合せたきょ歯状波をおき，このきょ歯状波の直流レベルが黒から白まで変化するあいだに，重ね合せ信号の振幅と位相が変化する量を検出して，DG と DP をブラウン管で直視する．振幅変化と位相変化の検出は被測定伝送路を経て受信部に達する試験波形を HPF に通してえられる 3.579545 Mc の断続波で行なう．振幅変化はこの断続波を直接増幅整流して検出し，位相変化は同じ断続波を位相差検出器に加えて検出する．位相差検出器の位相標準信号は，この断続波から狭帯域水晶ろ波器をもちいて断続と DG，DP 変化による側帯波を除去し，定振幅・定位相の 3.579545 Mc の連続波をつくり，これをもちいる．この場合位相標準信号の振幅と位相が画像信号の高調波によって乱されないために，画像繰返し周波数と重ね合せ信号周波数とのあいだに周波数間挿法をもちいてある．水平同期の周波数の 1/8 に対して3.579545 Mc が 1819 倍になるように水平同期周波数を決定した．したがって水平同期周波数は 15.742914 kcとなる．このようにすれば画像高調波は（15.742914/8）kc の偶数倍，重ね合せ信号は奇数倍の周波数になり，重ね合せ周波数と画像高調波とを分離することが容易である．また4個の水平同期周期のうち，ほかの3個の周期には全白または切換えて全黒の矩形波をおいて，波形全体の直流平均値が全白または全黒の状態にできるだけ近ずくようにするためである．

この試験信号波形では水平同期の1周期という短い時間内の振幅変化と位相変化を検出しなければならないので，検出回路の帯域幅は少なくとも数 100kc 以上が必要である．そのため検出するときに回線雑音による S/N 改善することはあまり期待しえない．そこで水平同期の4周期を1周期とし，したがって繰返し周波数が 4 kc の検出出力波形を，周期約1秒で直線的に位相掃引する標本化パルスによる帯域圧縮回路をもちいて，周期約1秒の相似波形に変換して S/N 改善をはかる．この場合標本化の区間は重ね合せ信号のある時間区間のみとし，不要な区間を標本化することによる S/N 改善度の低下を防止する．この方法をもちいて 22 dB の S/N 改善がえられた．回線の S/N 規格は 47 dB であるから，最終的 S/N を 69 dB にすることができる．なお DG と DP を表示するときのブラウン管水平軸には標本化パルスを位相掃引するための波形，すなわち周期約1秒のきょ歯状波をそのままもちいればよい．

テレビ伝送路の波形ひずみは，高周波特性に起因する急峻な波形のひずみ，中間の周波数帯域の特性に起因し水平周期の全周期にわたるひずみ，および低周波特性あるいはクランパ特性に起因し垂直同期の全周期にわたるひずみの3種類に分けて考えることができる．これらの波形ひずみに対する試験信号波形はそれぞれ図2と図3が C.M.T.T. によって勧告されてい

図2　高周波と中間の周波数帯による波形ひずみの試験波形（Y軸；0.5V/cm，X軸；10 μs/cm）

図6　内部 DG（測定誤差）の1例（0.25%/0/1 目盛）

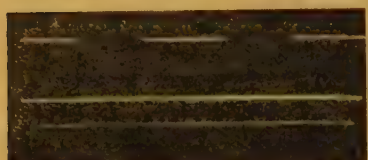



図3　低周波による波形ひずみの試験波形（Y軸；0.5 V/cm，X軸；4 ms/cm）

図7　内部 DP（測定装置）の1例（0.25°/1 目盛）

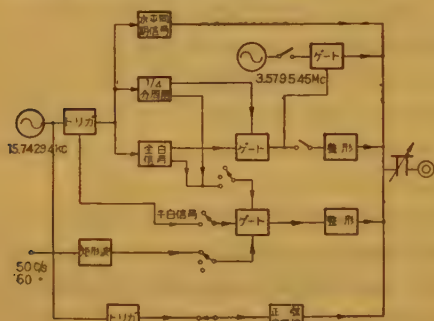



図 4　送信部ブロックダイヤグラム

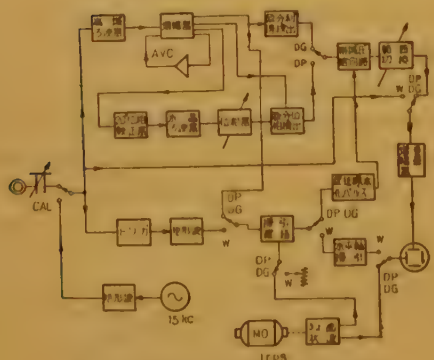



図 5　受信部ブロックダイヤグラム

る．図2は左半分が黒で右半分が白に相当する立上り急峻な矩形波で，その立上り波形を直接観測する．また水平同期信号と矩形波とのあいだに幅 0.23 μs または 0.115 μs の正弦2乗パルスをのせ，このパルスの波形ひずみを観測することができる．図2の波形は矩形波上部の傾斜を観測して中間の周波数特性による波形ひずみを測定するのにもちいられる．図3は図2の矩形波を商用周波数で断続してえられる包絡線矩形波のひずみを観測して，低周波特性による波形ひずみを試験するのにもちいられる．これら波形ひずみの観測は一般のシンクロスコープを内部同期で動作させるときと同様の方法，すなわち受信部入力波形を増幅してブラウン管垂直軸に加え，同じ波形からえられるトリガパルスで水平軸回路を駆動し，その出力きょ歯状波を水平軸に加える．

図4と図5はそれぞれ送信部と受信部のブロックダイヤグラムである．図6と図7はそれぞれ DG と DPの測定誤差（送・受信を直結したときに残留する内部DG と内部 DP）である．ともに 0.15%，0.15° 程度の値がえられている．図 8 は この 測定器 の外観写真である．なおこの測定器の規格は下記の通りである．

図8　M-225 B 形 WDGP 試験器の外観

M-225 B 形 WDGP 試験器の規格

送 信 部

出力レベル：14. V_{p-p} を 0 dB として +3 dB〜−7 dB
水平同期信号：周波数 15.742914 kc，幅 5 μs
全白信号：同期信号4個に対して3個　幅 51.5 μs
半白信号：幅 25.4 μs，商用周波数で断続可能
$\sin^2$ パルス：幅 0.23 μs および 0.115 μs
きょ歯状波信号：同期信号4個に対して1個　幅 47 μs
重ね合せ信号：周波数 3.579545 Mc（0 dB のとき 0.1 V_{p-p}）

受 信 部

入力レベル：+3〜−7 dB
垂直軸感度：−7 dB/5 cm（波形試験のとき）
水平軸：0.1 μs/cm〜5 ms/cm
目盛：5 cm(垂直)×10 cm(水平)

総合特性

立上り時間：送受信直結で 0.07 μs 以下
微分利得
　測定範囲：2.5,5,10,20%（full scale 5 cm）
　確度：0.3,0.5,1,2%以下
微分位相
　測定範囲：2.5°,5°,10°,20°（full scale 5 cm）
　確度：0.3°,0.5°,1°,2° 以下
寸法・重量：送信 320×520×265 mm，19 kg
　受信 320×520×415 mm，31 kg

符号通信高速度伝送用試験装置

安藤電気株式会社（川島誠一）

1. 概　　説

高速度符号通信回線の雑音並びに瞬断の時間幅の分類と同時に時間的分布を測定するものである．図1および図2に示すごとく復調器，瞬断雑音測定器，瞬断雑音測定器用電源整流器よりなっている．復調器は搬送波を任意レベルにてクリップし，そのクリップ点の時間幅を直流矩形波として瞬断雑音測定器に供給するものである．瞬断雑音測定器は復調器より供給された矩形波の時間幅測定または時間幅による分類計数をするものである．瞬断雑音測定用電源整流器は，瞬断雑音測定器に必要な陽極電圧およびバイアス電圧に整流後安定化回路を通して供給しており，また線条電圧を変成器により取り出している．

図 1

2. 性　　能

2.1 復　調　器

周波数範囲：1 kc～100 kc
クリップレベル範囲：+20 dBm～−50 dBm
クリップレベル確度：±0.2 dBm 以内
入力インピーダンス：600 Ω±120 Ω
出　力　電　圧：+20 V 以上（10 kΩ 負荷にて）

2.2 瞬断雑音測定器

クロックパルス発振器：10 kc±0.01%
時間分類種類：0～0.5 ms，0.5 ms～1ms，1 ms～5 ms，5 ms～10 ms，10 ms～50 ms，50 ms～∞ の6分類
分類時間確度：±(0.1%+0.1)ms 以内
分類計数器最大登算数：999
レコーダ出力：分数器の登算と同時に出力を取り得る．
　出力電圧：20 V 以上
　出力電流：10 mA

図 2

音　響　出　力：瞬断または雑音が発生したときに音響出力を得られる．

2.3 瞬断雑音測定器用電源整流器

入　力　電　源
　交　　流：50～60 c/s，110 V～85 V
出　　　力
　直　　流：+300 V 250 mA
　　　　　　+250 V 400 mA
　　　　　　−200 V 120 mA
　交　　流：100 V 1 A
　　　　　　12.6 V 15 A 5 回路
　　　　　　6.3 V 3 A

3. 回路構成とその特性

図3に復調器の回路構成図を示す．

入力信号は入力変成器を通して抵抗減衰器に加えられる．抵抗減衰器はクリップレベルに応じて入力信号に減衰を与え増幅器の入力へ接続される．増幅器は電圧利得約 60 dB の負帰還増幅器で，周波数特性は 1 kc～100 kc にわたって 0.1 dB 以内である．この増幅器で増幅された信号は整流回路で整流され，低域ろ波器に接続される．低域ろ波器は3種有しており，しゃ断周波数は 1 kc，2.5 kc，5 kc の3種である．低域ろ波器によって整流信号波のリップルを取りのぞき，直流出力としてクリップ回路に送られる．

クリップ回路はゲルマニウム・ダイオードを用いたクリップ回路で，クリップ電圧は 3 V である．整流直流信号が以上であれば，クリップ回路を通過して直流増幅器へ信号が送られ，3 V 以下であれば直流増幅器へ信号が送りこまれない．直流増幅器の電圧利得は約 40 dB である，3 V 以上の整流直流信号は直流増幅で増幅され，シュミットマルチバイブレータに加えられ，シュミットマルチバイブレータを反転する．このシュミットマルチバイブレータを反転するに必要な入力信号の差は 0.2 dB 以内である．シュミットマルチ

バイブレータの出力電圧を出力回路のカソードホロワを通して出力を取り出している．電源は陽極電圧の +250 V，バイアス電圧 −200 V は真空管による定電圧化されており，電源変動によって利得，クリップ等の動作安定化を行なっている．

図4に瞬断雑音測定器の回路構成図を示す．復調器の出力は本器の入力として与えられる．入力回路によって瞬断と雑音の極性を択んで増幅器へ接続される．増幅器は入力直流波形を整形し，その波形をゲート回路 (1) に接続し入力が加わっている間ゲート回路 (1) を開く．一方ゲート回路には 10kc 水晶発振回路より 10 kc のパルスが加えられており，ゲート回路(1)の出力は 10 kc パルスが入力波形によって断続される．このパルスを計数回路の 1/10 計数器 3 段により計数する．増幅器より取り出す入力波形の立下り点をモノステーブルマルチバイブレータおよびゲート回路 (2-1)…(2-6) に送る．モノステーブルマルチバイブレータ (1) は約 80 μs 遅延動作させ，リセット回路を動作させる．すなわち入力波形の立下り点より約 80 μs 遅れた所にリセットパルスが発生す．このリセットパルスを用いて各 1/10 計数器を 0 にリセットし，入力波形の時間幅を計数回路によって各単点ごとの幅を測定する．

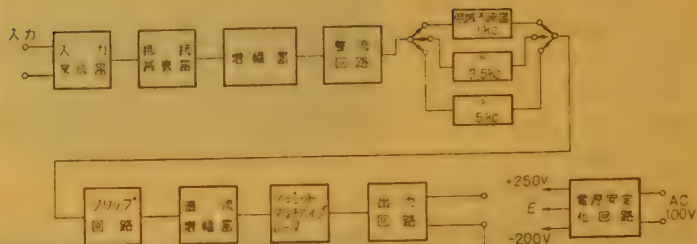
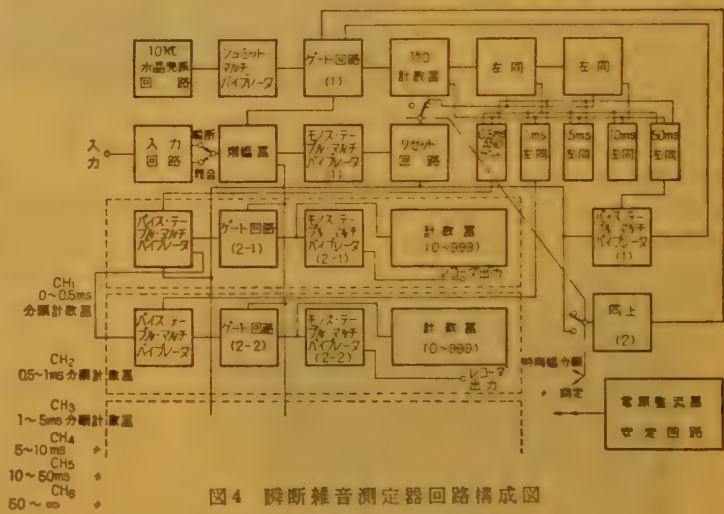



図3 復調器回路構成図

図4 瞬断雑音測定器回路構成図

1/10 計数器 3 段の出力により分類区分点のパルスを AND ゲートによって作っている．これは入力信号の幅が仮に 15 ms あったとすれば 0.5 ms，1 m5，5 ms，10 ms のパルスは生じ 50 ms のパルスは生じない．この各 AND ゲートの出力は各分類計数器のバイステーブルマルチバイブレータに接続されている．このバイステーブルマルチバイブレータはゲート回路 (2-1)…(2-6) を開く動作をする．この動作はまず CH_1 のゲートが開き．つぎに CH_1 ゲートが閉じると同時に CH_2 のゲートが開く，このように AND ゲートの出力が出るたびにゲートは $CH_1 \to CH_6$ に向って移動する．ゲート回路の一方の入力は入力波形の立下り点のパルスが加えられている．

いま入力に 15 ms の瞬断が加わったと仮定すると，CH_1 のゲートは入力が加わってから 0.5 ms の間開き 0.5 ms で閉じる．CH_2 のゲートは CH_1 のゲートが閉じると同様に開き 1 ms で閉じる．CH_3 のゲートは 1 ms で開き 5 ms で閉じる．このように CH_5 までゲートの開きは移動する．CH_5 は 10 ms で開き 15 ms で立下りのパルスが加わるのでゲートの出力を生ずる．立下りパルスが入ってから 80 μs 位にリセットパルスが送り込まれるので，CH_1 のゲートが開き他は閉じる．CH_1 から CH_4 までのゲートが開いている間には立下りのパルスが加わらないからゲートの出力は生じない．また立下りパルスが加わるときは CH_5 の他のゲートは閉じているのでゲートの出力は生じない．各分類計数器のゲートの出力は，モノステーブルマルチバイブレータ (2-1)…(2-6) および計数器に接続されており，計数器はゲートに生じた信号の数を計数する．またモノステーブルマルチバイブレータは，この信号を 3 ms の矩形波に成形しレコーダ出力として取出し得る．

以上は時間幅分類の動作であるが，時間幅測定の動作は入力の第1番目の時間幅を測定するもので，1/10 計数器の計数後は立下りパルスによってゲート回路 (1) とバイステーブルマルチバイブレータによって閉じ，1/10 計数器は自動的にリセットは行わない．すなわち 1/10 計数器に表示された 0.1 ms のパルスの数によって時間幅を読み取る．この場合のリセットは手動によって行なわれる．

本装置は電々公社通信研究特許第 249212 号「時間領域フィルタ方式」を用いている．

新型電子式計数装置と自動印字記録機

沖電気工業株式会社（間瀬光朗）

当社では，従来種々の計数装置を製作しているが，近来出現したマグネトロン型計数管と，数字表示管を使用した新型電子計数装置として "WF-312" 型および "WF-322" 型電子式計数装置と，同時にこれら計数装置による測定値を自動的に印字記録する "WX-301 型自動印字記録機" を完成したので，構成，性能，特長を紹介する．

1. 新型電子式計数装置

1.1 構　成

構成は従来の電子式計数装置と同一であるが，上記のごとく計数回路にマグネトロン型計数管いわゆるビーム切換管を，表示に数字表示管を使用している．この計数管と数字表示管について，つぎに概略を述べる．

図1　WF-31-形電子式計数装置とWX-301形自動印字記録機

1.2 計数回路と表示方式

従来，電子式計数装置に用いられている計数回路と表示方式は種々あり，それぞれの長所を生かして利用されている．

ところが1947年スエーデンの Alfvén と Romanus によって発表された原理をもとにし製作された Ericsson のトロコトロンを経て，Burroughs がビーム切換管という名で発表したマグネトロン型計数管に発展して安定な動作を行なう実用品となった．このマグネトロン型計数管についての動作原理などについては電気通信学会雑誌・昭和 34 年 4 月号 387 ページに記載されているから本文では割愛する．

マグネトロン型計数管の最大の特長は，計数値表示用に比較的大きな電流を取出し得ることで，後述の数字表示管による非常に読取り易い表示を行なわせることができる．後述の数字表示管および自動印字記録機の説明に必要なので，マグネトロン型計数管の構造の一部を解説すると図2のような断面をしており，陰極からの電子流のほとんどはターゲット電極のある1個に流れ込んでいる．この電子流は入力パルスが入ると順次隣りのターゲット電極に移る構造になっており，各ターゲット電極と正電源間には抵抗が入っているから，電子流が流れているターゲット電極は他のターゲット電極に比し低電位になっている．この電位差は通常 40 V 程度である．

図2　マグネトロン形計数管の断面図

数字表示管とは1個の陽極と 10 個の陰極がネオンなどのガスと共に同一ガラス内に封入されたもので， 10 個の陰極はそれぞれ 0～9 の数字の形をしている．いま陽極を適当な抵抗を介して正電源に接続し，10個の陰極のうち任意の1個のみを負電源に接続するか，その任意の1個のみを他の陰極より低電位に接続すると，その陰極と陽極間にのみ放電を起こさせることができる．この放電によりその陰極がグロー放電により陰極の形すなわち数字の形に発生するので，非常に明確な数字表示を行なうことができるわけである．

故に数字表示管の陽極を適当な抵抗を介して正電源に接続し，各陰極をマグネトロン型計数管の各ターゲット電極に接続することにより，電子流が流れているターゲット電極に対応する値，すなわち計数値を数字にて直読表示を行なうことができる．

マグネトロン型計数管の長所，短所について述べてみると

長　所

(i)　前述のように数字表示管との組合わせが簡単であるから，非常に測定値読取の容易な電子式計数装置を作ることができる．

(ii)　各ターゲット電極のインピーダンスが割合低いので，10 線式の出力が安定に取出し得るため，後述の自動印字記録機などへの接続が容易である．

(iii)　比較的簡単な回路で高速な計数を行なうことができる．回路の簡単さにおいてはデカトロン，E1T などには及ばないが，最高計数可能

周波数はデカトロン，E1T などに比較すれば2桁優れている．

一般のマグネトロン型計数管の最高計数可能周波数は，低周波の場合にも共に安定な動作を望めば現在のところ 1.5 Mc 程度であり，スペード抵抗を内蔵した特殊型で 5 Mc 程度である．

短　所

（i）　永久磁石を持っているため電子管としては非常に重い部類に属する．ただし今まで外部にあった円筒形永久磁石を10本の小形磁石にしてガラス管内に封入した新型を最近 Burroughs 社から購入して現在特性の検討を行なっている．この新型の重量は従来のものの数分の一であるが，最高計数可能周波数が大分低く，ターゲット電極のインピーダンスは高いようである．

（ii）　電子流を磁場内にて制御する方式のため，当然磁場に変化を起こせば動作が不安定になる．故にこの計数管に強磁性体を近付けるか別のマグネットを近付けたりすると計数動作に変調を来す．このため，計数管の相互間隔，電源トランスなど強磁性体との間隔に注意を払う必要があり，計数部自体として割に大きなスペースを要求される．

1.3　性　能

新型電子式計数装置の性能はつぎの通り

	WF-312 型	WF-322 型
計数容量	10 進 7 桁	10 進 8 桁
計数回路	マグネトロン型計数管（ビーム切換管）	
測定値表示	数字表示管によるインライン直読式，単位および小数点直読式，数字の大きさは約 15 mm	
周波数測定可能範囲	10 c/s～1.1 Mc	10 c/s～10.1 Mc
周期測定可能範囲	100 μs～10^7s	100 μs～10^8s
被測定波入力	1 V rms	1 V rms
ゲート時間	周波数測定において 0.001, 0.01, 0.1, 1 および 10 秒 周期測定において 被測定波 1 周期および 10 周期，その他手動開閉可能	周波数測定において 0.002, 0.02, 0.2, 2 および 20 秒 周期測定において 被測定波 1 周期および 10 周期，その他手動開閉可能
周期測定用標準周波数	1 Mc, 10 kc, 100 c/s, 1 c/s，その他外部標準周波数として 1.1 Mc 以下ならば使用可能	1 Mc, 10 kc, 100 c/s, 1 c/s，その他外部標準周波数として 5 Mc 以下ならば使用可能
測定値読取精度	周波数測定において最高 0.1 c/s 周期測定において最高 0.1 μs	
測定誤差	周波数測定において 10秒ゲートの場合 $f_x \times 1.2 \times 10^{-7}$ +0.1 c/s 以内 1 秒ゲートの場合 $f_x \times 3 \times 10^{-7}$ +1 c/s 以内 ただし f_x：被測定周波数 周期測定において 10周期測定の場合 0.03%以内 1 周期測定の場合 0.3%以内	周波数測定において 20秒ゲートの場合 $f_x \times 1.1 \times 10^{-7}$ +0.1 c/s 以内 2 秒ゲートの場合 $f_x \times 2 \times 10^{-7}$ +1 c/s 以内 ただし f_x：被測定周波数 周期測定において 10周期測定の場合 0.03%以内 1 周期測定の場合 0.3%以内
寸法	幅　約 530 mm 高さ　約 500 mm 奥行　約 480 mm	幅　約 530 mm 高さ　約 500 mm 奥行　約 550 mm
重量	約 40 kg	約 45 kg

1.4　特　長

（a）　測定値表示がインライン式直読で読取が非常に容易，なお小数点，単位も直読表示方式

（b）　後述の自動印字記録機の他，各種プラグイン式アダプタ取付可能

（c）　可搬型，磁気シールド付のマグネトロン型計数管を使用して比較的小型になっている．

2.　自動印字記録機

WX-301 型自動印字記録機は，WF-312 型および WF-322 型電子式計数装置による測定値を自動的に印字記録するために作られたものであるが，入力は10線式であり，8桁同時選択印字方式により印字時間が短くなっているので，数字専用ラインプリンタとして利用できる．

本機と上記の電子式計数装置を組合わせることにより発振器などの周波数漂動を確実に測定，記録することができ，また電子式計数装置の遠隔制御端子に時計装置などを接続すれば一定間隔の自動測定も可能である．

本機の性能はつぎの通り

印字桁数　8 桁
字の種類　0～9 と※およびブランクの 12 種
印字方式　各桁同時選択，同時印字式
信号入力　10 線式
印字命令　正パルス，負パルス，手動
印字速度　1 桁（8 桁）紙送りも含めて 0.8 秒以内
寸　　法　幅約 530 mm　高さ約 340 mm　奥行約 410 mm
重　　量　約 40 kg

同軸形非可逆回路

東京芝浦電気株式会社
（吉田信一郎・安藤治男）

最近 UHF 帯の各種測定，リニアック．クライストロンレーダの特性向上，見通し外伝ぱん中継装置用，低雑音受信機等に同軸形非可逆回路が非常に多く使われるようになって来た．これら非可逆回路で問題になることは小形軽量にして，かつ良好な Figure of Merit を得ることである．

東芝においては3導体ストリップ線路を用いることにより構造の小形化に成功し，かつ新たに非可逆素子を開発し別記のような特性の非可逆回路を得ることができた．すなわち本器においては入出力口にはN形の高周波コネクタを用い，同軸→ストリップの変換回路を用いてストリップ回路に接続している．外部磁界としてはアルニコ系の耐久磁石を用いて安定な磁界を得ている．非可逆素子は当社砂町工場にて製作されている YIG 並びにこれを基体とする置換ガーネットおよびある種のフェライトを用いているが，(1) 順逆比の大きいこと，(2) 挿入損の小さいこと，(3) 温度特性の良好なことなどからガーネットが多く用いられている．

1. 同軸形アイソレータ[(1)(2)]

マイクロ波においてその負荷側の影響が発振器側におよぶのを防ぐため抵抗器に代わって最近では単流導波管（アイソレータ）が用いられている．しかし周波数が低くなるにしたがって導波管の寸法が大きくなり，いきおい単流導波管も大きくなる．本同軸形アイソレータは比較的低いマイクロ波周波数帯用で 900 Mc～3,000 Mc の間に中心周波数を有する spot frequency use のアイソレータであるが，ストリップ回路を用い

図1　同軸形アイソレータ（920 Mc 用）

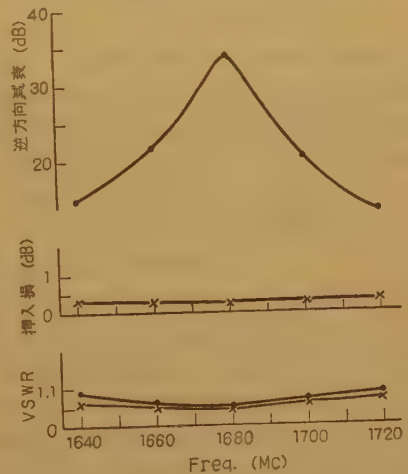



図2　同軸形アイソレータ（1680 Mc）の特性

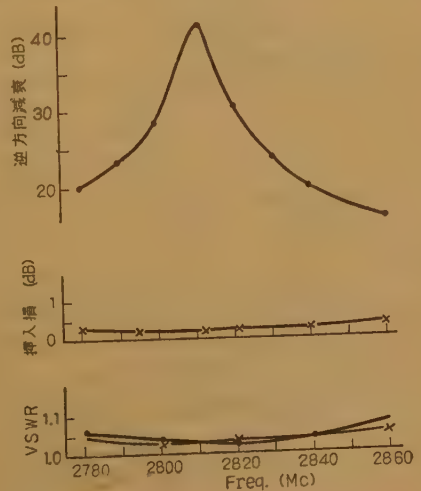



図3　同軸形アイソレータ（2812 Mc）の特性

図4　同軸形サーキュレータ (2000 Mc 帯用)

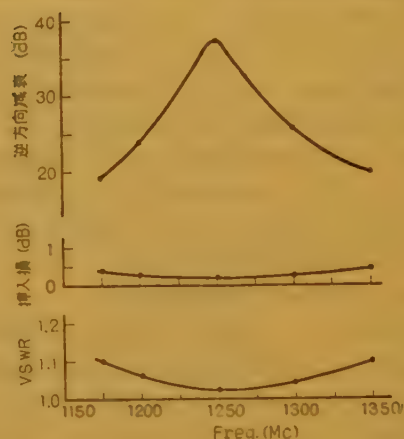
た同軸形としたため形状はきわめて小形で (図 1), 920 Mc 用においては全長約 150 mm, 2800 Mc 用では約 120 mm である. 図 2,3 に特性の 1,2 を示すが, ①逆方向減衰が 20 dB 以上ある Band は 40~50 Mc ある. ②中心周波数における R (逆方向と正方向の減衰比) は 1000 Mc 付近で, 約 60, 2000 Mc 付近で約 120, 2900 Mc 付近で約 200 に達する. ③所要の磁界は 1,000~2,000 ガウスである.

2. 同軸形サーキュレータ[3][4][5]

同軸形サーキュレータの形状は図4に示されるが, たとえば 1000 Mc 帯用では直径 150 mm 以内の大きさであり, 2000 Mc 帯用ではそれが 120 mm 以下である. 現在 UHF 帯全バンド (300 Mc~3000 Mc) 内に中心周波数を有するものが製品化されているが, これらは Maser, Mavar をはじめ諸マイクロ波機器に広く用途がある. 図 5,6 に特性の 1,2 を示す.

図6　同軸形サーキュレータ (1250 Mc) の特性

図5　同軸形サーキュレータ (360 Mc) の特性

文　　献

(1) 吉田, 米満, 高須, 野島 : "UHF garnet isolator", 昭 34 年連大, 810.
(2) 吉田, 安藤, 高須 : "同軸形アイソレータについて", 昭 35 年連大, 1234.
(3) 吉田, 高須 : "UHF 帯 Strip Y circulator", マイクロ波伝送研究専門委資料 (昭 35-06).
(4) 吉田, 高須 : "Strip line Y circulator", 昭 35 年連大, 1235.
(5) Yoshida : "Strip line Y-circulator", I.R.E. (July 1960).

RT-2型 レーダ距離目盛較正器

三菱電機株式会社
（中西武三・中村　悟）

1. 概　　要

戦後，軍用民間用をとわず，各種レーダ装置の普及には著しいものがあり，航海，航空，気象，その他多方面への利用が増大している．RT-2型レーダ距離目盛較正器は，これら各種レーダ装置の指示器（ブラウン管）上に表示される路離目盛を較正する装置である．

この装置は，トリガパルスおよびこれに完全に同期した高精度の距離マーカパルスを有しており，レーダ指示器のトリガ端子にトリガパルスを，ビデオ入力端子に距離マーカパルスを印加することにより簡単にレーダ指示器の距離目盛の較正ができるとともに，レーダ指示器の調整用のトリガ発振器として利用することもできる．

2. 動作原理

この装置は，図1に示すごとく，基本時間発生回路，距離マーカ回路，トリガパルス回路および電源よりなっている．

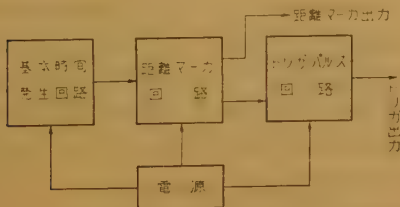



図1 構成図

2.1 基本時間発生回路

この回路は，水晶振動子を使用したピアス無調整発振回路により，1/4 km（または1/4 mile）相当の正弦波を発振させ，この振動を増幅整形して矩形波を作る．これを微分して正パルスをとり出すと，そのパルスの間隔は1/4 km（または1/4 mile）を正しく示すことになり，これをこの装置の基本時間として使用する．

2.2 距離マーカ回路

図2に示すごとく，フリップ・フロップ回路による2進法計数回路と5進法計数回路を用いて，基本時間発生回路の出力パルスの繰り返し周波数を分周して所定の距離マーカを作っている．

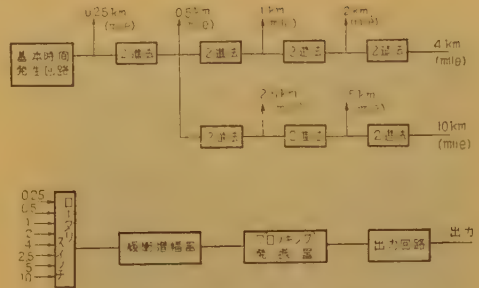



図2 距離マーカ回路構成図

したがって，基本時間発生回路から 0.25 km (mile) 各計数回路から 0.5, 1, 2, 4, 2.5, 5, 10 km (mile) の距離マーカがとり出される．これらは，ロータリスイッチ，緩衝増幅器を通って，ブロッキング発振器を起動してこれを発振させて鋭いパルスを作る．かかるパルスは，さらにカソードホロワよりなる出力回路を通って距離マーカとしてとり出される．

2.3 トリガパルス回路

ここでは距離マーカ回路で作られた距離マーカのパルスの繰り返し周波数をさらに分周して所定のトリガパルスが作られる．

すなわち，2 km 距離マーカを 19 進法計数回路に加えて 4000 pps の繰り返し周波数のパルスを作る．同様に，5 km マーカを 40 進法，10 km マーカを 48 進法，2.5 mile マーカを 30 進法，5 mile マーカを 28 進法，10 mile マーカを 54 進法に加えて，それぞれ 750, 310, 1100, 600, 150 pps の繰り返し周波数のパルスを作る．しかる時，トリガパルスと距離マーカは同一水晶発振子で制御されているから，それらは完全に同期しているが，回路固有の遅延時間が存在するため，トリガと最初の距離マーカとの間隔が所定の値より小さくなる．したがって，これによる測定誤差をなくするためトリガパルスをミラー積分回路による遅延回距に加えて，トリガパルスを連続的に遅延できるようにする．しかる後4.2項と同様に緩衝増幅器，ブロッキング発振器および出力回路を通してトリガパルスがとり出される．

2.4 電　源

この装置を動作させるのに必要なB電源，バイアス

電源，ヒータ電源回路をもっている．B電源回路は直列型電圧調整回路により出力を自動的に調整し，またバイアス電源回路は定電が放電管を使用して出力を安定にしている．

3. 構　　造

この装置の外観は，図3の通りである．外形寸法は約 240 mm (幅) ×330 mm (高) ×500 mm (奥行) で，重量は，約 36 kkg であり，使用されている真空管は合計 36 本である．

図3 外観図

4. 性　　能

4.1 マーカとトリガの繰り返し周波数の関係

距離マーカとトリガ繰り返し周波数との関係を表1に示す．

表1 距離マーカとトリガ繰り返し周波数との関係

トリガ周波数	距離マーカ
4000 pps	0.5,　1,　2 km
750 pps	1,　2.5,　5 km
310 pps	1,　2,　4,　10 km
1100 pps	0.25,　1,　5 mile
600 pps	0.5,　1,　5,　10 mile
150 pps	1,　5,　10 mile

4.2 距離マーカの精度

各マーカとも，±0.1% 以下

4.3 距離マーカのパルス幅および振幅

（1） パルス幅

Wide の場合　約 0.5 μs

Narrow の場合　約 0.2 μs

（2） 振　幅

パルスの極性　正の場合

約 0.5 V～約 30 V　連続可変

パルスの極性　負の場合

約 0.5 V～約 25 V　連続可変

ただし，負荷は 75 Ω である．正，負の切換はスイッチにより行なう．

4.4 トリガパルスのパルス幅および振幅

（1） パルス幅　約 2 μs

（2） 振　幅

パルスの極性　正の場合

約 0.5 V～約 40 V　連続可変

パルスの極性　負の場合

約 0.5 V～約 30 V　連続可変

ただし，負荷は 75 Ω である．正・負の切換はスイッチにより行なう．

4.5 トリガパルスの遅延

トリガパルスを距離マーカに対して，約 200 μs まで連続的に遅延させることができる．

4.6 消費電力

100 V　50～60 c/s　250 VA 以下

5. 特　　長

この装置は，下記のような特長を有している．

（1） この装置の距離マーカは km 用，mile 用の両方を有しており，さらに mile は水晶振動子をとりかえることにより，民間用 nautical mile (1 nautical mile＝1852 m)，軍用 nautical mile (1 military nautical mile＝2000 yards＝1828.8 m) また陸上 static mile (1 static mile＝1760 yards＝1609.3 m) のいずれにしても使用できるので，現在わが国で使用されている内外各社製のレーダ装置に対して簡単な操作で精度の高い距離目盛の較正ができる．

（2） この装置の距離マーカおよびトリガパルスは，水晶制御の基準発振器出力の分周によりとり出しているから，マーカ精度が非常に高く，周囲温度，電源等の変動による影響が極めて小である．

（3） この装置の距離マーカのパルス幅は，前面のスイッチにより Wide および Narrow に切り換えることができる．

（4） この装置は，PPI 表示 A.B.C スコープ表示等のいずれにも使用できる．

（5） 距離マーカ　トリガパルス共に極性は正負いずれにも取り出すことができ，またその振幅は各独立に連続可変である．

（6） トリガパルスは，距離マーカに対して連続的に遅延させることができるので，測定装置が極めて小である．

SSB・スペクトラム・アナライザ (MB-181 型)

八 欧 電 機 株 式 会 社
(清水保男・森田　実)

1. 概　　要

近時通信帯域幅の狭帯域化にともなって，SSB方式がクローズアップされてきた．この SSB 方式では従来の振幅変調方式にはなかった搬送波抑圧比，不要側帯波比，第三次混変調比を測定する必要がある．しかるにこれらの測定は普通送信出力を SSB 直線検波器にかけ，その出力を狭帯域ろ波器により分離して測定するので非常に面倒であり熟練を要する，これに反し本機はブラウン管上に SSB 信号をスペクトラに分解して見せるもので，対数増幅器の使用により上記の複雑な測定を瞬時に読みとることができる．また本機には 3 kc の帯域幅を示すマーカが内蔵されているから，送信機を雑音または音声で変調することにより帯域幅の測定も簡単にできる．さらに第三次混変調積を測定するのに必要な 1000 c/s, 1575 c/s の低周波発振器を内蔵しているから，この出力で送信機を変調することにより，簡単に測定できる．また本機の周波数特性をチェックしておくことにより，送信機スプリアスも測定することができる．この他当然のことであるが振幅変調波，周波数変調波の信号を本機のブラウン管上に画かせることにより振幅変調波の変調度，帯域幅，周波数変調波の変調度も簡単に測定することができる．

2. 特　　長

1. SSB送信機の搬送波抑圧比，不要側帯波比，第三次混変調積，帯域幅の測定が簡単にできる．
2. 対数増幅器の使用により，ブラウン管上で直読できる．
3. リアクタンス減衰器により対数増幅器の較正ができる．
4. 3 kc 帯域幅を示すマーカが入る．
5. 第三次混変調積を測定するに必要な 1000 c/s, 1575 c/s を内蔵している．
6. 振幅変調，周波数変調の変調度も測定できる．

3. 性　　能

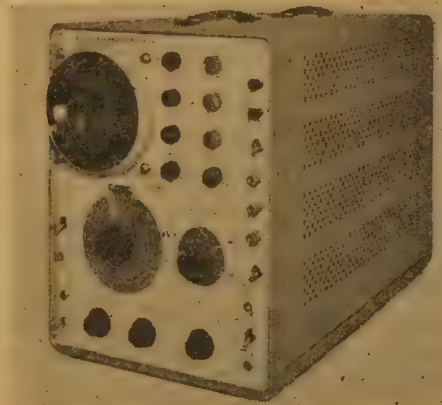



図 1　SSB スペクトラム・アナライザ外観図

周波数範囲	1.5～33 Mc (4 バンド)
入力電圧	10 mV 以上
対数増幅器	−60 dB まで直線性 2 dB 以内
選　択　度	3 dB 帯域幅 70 c/s 以下
	中心より 250 c/s 離調で 60 dB 以上
掃引周波数幅	2～15 kc 連続可変
繰返し周波数	0.1～2 c/s 連続可変
マ　ー　カ	3 kc 幅表示
低周波発振器	1000 c/s, 1575 c/s 内蔵
電　　源	AC 100 V 約 300 VA
寸　　法	330×420×650 (m/m)

4. 回 路 説 明

本機の回路構成は図 2 に示すごときもので，入力端子に加えられた信号はリアクタンス減衰器によって適当なレベルとして第 1 混合器に加えられる．この信号はここで局部発振器と混合されて 1 Mc の中間周波数になり増幅されて第 2 混合器に加えられる．第 2 混合器では 1.1 Mc を中心とする掃引発振器と混合されて 100 kc に変換される．この掃引発振器は，きょ歯状波で掃引されている．また，このあとには 100 kc の非常に急峻な狭帯域ろ波器が挿入されているから，信号はこのろ波器の選択度をもったスペクトルに順次分解されることになる．スペクトルに分解された信号は対数増幅器で対数圧縮され，検波増幅してブラウン管上の垂直軸に加えられる．一方水平軸は，きょ歯状波発

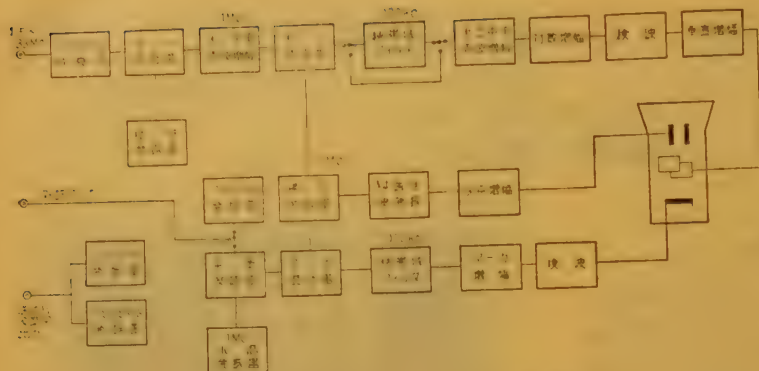
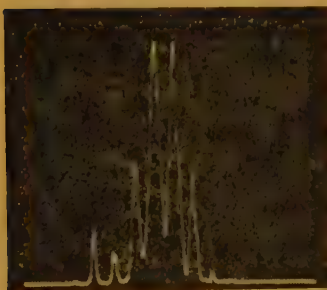



図2　SSB スペクトラム・アナライザ系統図

振器出力を増幅して加えてあるので，信号はブラウン管上で対数圧縮されたスペクトルとして現われる．ブラウン管上には 60 dB までデシベルで目盛が入っているからレスポンスを直読できる．ブラウン管上の振れを一定になるように入力減衰器を操作すれば各レスポンスは減衰器の読みから測定できるので，さらに精密な測定が可能である．対数増幅器をチェックする必要があるときには狭帯域ろ波器を短絡し，入力に一定振幅の信号を加えておき減衰器で較正すればよい．

帯域幅を示すマーカは 1 Mc の水晶発振器出力と，内蔵の 1500 c/s 発振器出力とを平衡変調器にかける．出力には 1 Mc± 1.5 kc の信号が出てくるからこれをマーカ混合器により，前述の掃引発振器と混合し水平軸と関連をもたせる．この出力は 100 kc の狭帯域ろ波器を通るので，3 kc の周波数間隔をもった二つのスペクトルに分解される．このスペクトルを適当に増幅し検波し，ブラウン管のカソードに加えることによって 3 kc 離れた二点を消去するのである．SSB の帯域幅は 3 kc 以下となっているから，雑音または音声で送信機を変調したとき中心より－20 dB の点が，この消去された二点より内側に入っていればよいことになる．－20 dB の点が何 kc であるかを正確に測定したい場合には，内蔵の 1500 c/s の代わりに外部より低周波信号を加えればよい．

1965 kc 1W SSB 送信機を 1000 c/s で変調したときのスペクトラム
(1)　基本波の左側が残留搬送波（－38 dB）
(2)　更にその左側が不要側帯波（－45 dB）
図 3

同じ送信機を 1000，1575 c/s の二信号で変調したときのスペクトラム
基本波の両側が第三次混変調積（－30 dB）
図 4

このようなアナライザで設計上問題になるのは分解能であり，ブラウン管上に現われるスペクトラムは使用されているろ波器の波形であるから当然ろ波器の帯域幅を狭くし，側面傾度をあげれば分解能はあがる訳であるが，局部発振器も掃引発振器の安定度，残留周波数変調のためろ波器のみをシャープにしても分解能の向上は得られない．すなわち発振器の変動がろ波器の帯域幅に比べて無視できる値でないと実用にならない．これは局部発振周波数が高くなるとますます困難になるので，本機では電源電圧の安定化，回路定数の選定に特に注意が払ってある．また各発振器が電源ハム等によって僅かでも周波数変調をうけていると，この周波数変調分が狭帯域ろ波器の側面で振幅変調成分に変化するため，スペクトラム像にハムが重ね合わさり像がきたなくなるとともに，スペクトラムの振幅が変動するので測定誤差を大きくする．したがって本機では特にこの点に注意が払われ実用上問題のない程度になっている．

図 3，図 4 に実測の写真を示している．図 5 に本機に使用している対数増幅器の特性を示してある．

図 5　対数増幅器特性

ナショナル501A型オシロスコープ

松下通信工業株式会社
（小久保　満）

最近の測定器の進歩発展のうちでも特に日進月歩の感の深いのはオシロスコープにおいてであろう．かつては低周波での波形の定性的観測に用いられる程度であったものが現在では直流から超短波にわたる範囲で，他の種々の指示計器の及ばない直視できる定量的測定器として広く用いられてきている．

この現在広く用いられている広帯域オシロスコープを，さらに進歩させる手段を項目別に検討してみよう．そして合わせて今度発売された垂直，水平軸ともにプラグインユニット方式のナショナル 501 A 型オシロスコープの性能を紹介しよう．

外観図

1. 垂直軸の広帯域化

ブラウン管のヘリカル後段加速のものの開発により偏向感度が向上して，20 Mc 程度以下では分布増幅器の必要はなくなってきている．また 100 Mc までの帯域のものでは特殊なブラウン管を用い，分布増幅器と組合わせて使用しているが，全段分布型のため入力インピーダンスが低く，特殊なプローブと減衰器を用いなければならないという取扱上の不便さがある．

501 A 型では高 *gm* のフレームグリッド構造の高信頼管を用いた分布増幅器とヘリカル後段加速のブラウン管，それに種々の広帯域垂直プラグインユニットを組合わせて，高インピーダンス入力のものでは最高の 50 Mc の帯域幅，5 mV/cm の感度を実現している．

垂直軸をプラグインユニット方式とすることは従来から行なわれていることで，その有用性は衆知のところであるが，本器でも標準型広帯域，広帯域高感度，広帯域二現象，広帯域高感度差動型，その他が用意されている．

2. 安定度について

高確度の定量的測定器である以上，安定度は非常に重要である．

501 A 型では B 電源の整流にはすべてシリコンダイオードを用いている．主要部の真空管のヒータはトランジスタを用いて安定化された電源によって直流点火している．また全部の真空管のヒータが動作温度に達するまでB電圧が加わらないように遅動リレーを持ち温度が異常上昇したときに動作する熱しゃ断スイッチも備えている．機内の冷却は，ろ過強制空冷によって長時間の連続使用に耐えられるようになっている．個々の部品についてもその信頼度を充分検討の結果，選定または新らしく開発したものを使用している．

3. 取扱の簡易化

オシロスコープの機能が高度のものになってくるにしたがって，その取扱は複雑になり，充分に活用するには相当の訓練を要するようになってきている．そのせいか現在では取扱の簡易化にも考慮が払われてきている．ビーム位置指示器やパネル文字の色分けなどはこの一つの手段であるが，オシロスコープの適用性の拡大を計れば必然的にツマミの数も増して取扱は煩雑となってくる．

501 A 型では垂直水平軸ともにプラグインユニット方式を採用してこの点を解決している．プラグインユニットを挿換えて使用すればパネル面にはいつも必要なツマミだけに限定されるからである．その他にも 501 A 型には種々の考案が加えられている．たとえばメインスイープ速度を従来の CALIBRATED の点での定速度でなく，ダイヤルで連続可変常時直読としたことや，遅延掃引の場合 AUTO のトリガ様式を用いることができ，しかもそのトリガ入力信号は INT の場合内部で結合され，STABILITY は半固定としてあるなど，取扱は非常に容易になっている．

4. 適用範囲の拡大

垂直軸をプラグイン方式にしたことによってオシロスコープは一般研究室用の各用途から医学方面にまで用いられるようになった．しかし現在オシロスコープは他にも，テレビジョン設備の調整測定やレーダ，ローラン設備の保守点検，カーブトレーサとしての応用などのために専用の機種が用いられている．

501 A 型では水平軸もプラグインユニット方式にすることによって適用性を一挙に拡大している．図1にユニットの種類と外観を，図2に代表的な組合わせの例を示しておく．なおこれ以外にも目的により特殊な垂直，水平プラグインユニットが用意されていて，生物学，医学，機械振動，半導体の測定その他多くの用

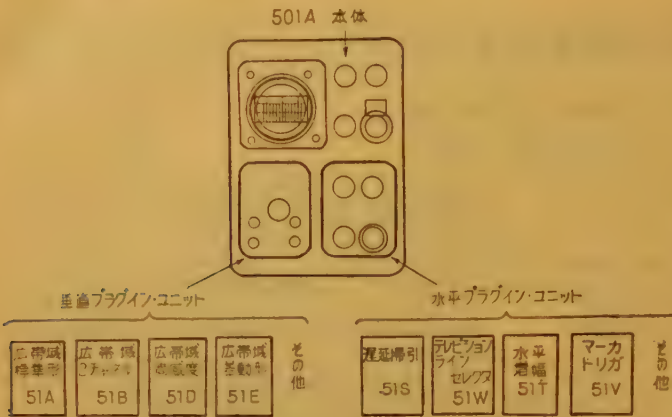



図1 垂直，水平プラグインユニットの種類

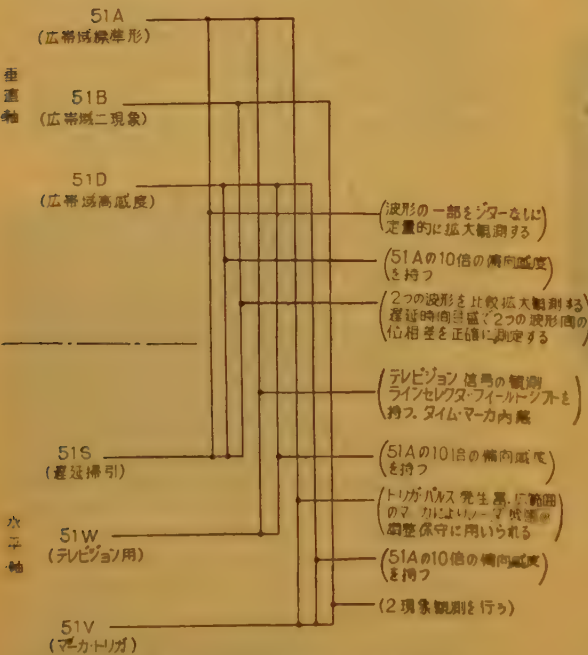



図2 プラグインユニット組合せの例

途に用いることができる．

つぎに代表的な組合わせ，51 A-51 S の場合の性能を列記してみよう．

垂直偏向部

出力増幅器　直接結合
信号遅延回路　平衡型
　遅延時間　約 0.15 μsec
無ひずみ振幅　4 cm
偏向率　0.05 V/cm AC または DC
減衰器　0.05, 0.1, 0.2, 0.5, 1, 2, 5, 10, 20 V/cm の9段「VARIABLE」を右に回しきったところで上記の値に較正されている．誤差は3% 以内.
立上り時間　約 7 m μ sec
周波数特性　「DC」で DC～50 Mc
　「AC」で 2 c/s～50 Mc
　偏差 3 dB 以内
入力インピーダンス　1 M Ω, 25 pF
　PR-10 E プローブを用いて
　10 M Ω, 約 10 pF
最高許容入力電圧　尖頭値で 600 V
　(直流分も含む)

水平偏向部

メインスイープ速度　50m μ sec～5 sec の間を連続可変．常時直読できる．誤差は3% 以内
拡大器　中心から左右に5倍．誤差5% 以内最高スイープ速度は 10 m μ sec となる．
アンブランキング　直接結合方式
トリガ入力　内部　けい光面上の振れ 2 mm 以上
　外部　0.2 V～50 V
　周波数範囲　DC～20 Mc
外部スイープ入力
　偏向率　約 0.3 V p-p/cm
　減衰器　1 : 1, 10 : 1 の2段
　周波数特性　DC～500 kc
スイープ遅延　1 μ sec～0.1 sec 連続可変
　誤差 3% 以内
　ジター 1/2,000 以下

その他

ブラウン管　5 BHP 2
　加速電圧 12 kV
較正電圧　0.2, 0.5, 1, 2, 5, 10, 20, 50, 100 mV p-p および Vp-p の 18 種類の電圧．
　誤差 3% 以内
　出力波形は約 1 kc の矩形波
メインスイープゲートパルス　メインスイープと同期した正のゲートパルスで振幅は約 20 V
遅延掃引ゲートパルス　遅延掃引に同期した正のゲートパルスで振幅は約 20 V
遅延トリガーパルス　遅延時間の終わったときに発生するパルスで振幅は約 5 V
きょ歯状波　メインスイープのきょ歯状波，振幅は約 150 V
ビーム位置指示器　ビームがけい光面から外れているときその方向を指示する．
所要電源　100 V または 90 V, 50～60 c/s
　消費電力　約 700 VA
換気装置　ろ過強制空冷
安全装置　遅動リレーと熱遮断スイッチを持つ

構　造

仕　上　パネルは白色写真版腐蝕．外筐は青味灰色チリメン仕上
寸　法　幅 350 mm, 高さ 410 mm, 奥行 610 mm
重　量　約 35 kg

シンクロスコープ MO-351

八欧電機株式会社
（西村孟郎・山田博之）

本機は特に急速な波形の観測に適した高性能シンクロスコープで DC〜30 Mc/s の広帯域分布増幅器を有し，内蔵する遅延トリガ掃引は波形の細部観測に便利である．さらに4種類のプラグインユニットを差換えて用いることによって広範囲の観測に応ずることができる．

図1　MO-351 本体外観

構成および各部の動作特性

本機の構成は図3に示すごとくである．

1. プラグインユニット

広帯域増幅器(EMP-31) 一般の波形観測用で本体と共に用いて DC〜30 Mc/s の帯域にて観測可能である．

差動増幅器 (EMP-32) 高感度の増幅器で，微少な波形または微少電圧差を観測する場合に使用する．差電圧の検知能力はリジェクション比 γ の値で比較される．すなわち差動増幅器の両グリッドに同位相同振幅の入力信号を加えたときの利得を A_c とし，逆位相同振幅の入力信号を加えたときの利得を A_d とするとリジェクション比は

$$\gamma=\frac{A_d}{A_c}$$

で，この値は差動増幅器に用いられる真空管の特性が完全に一致したときには ∞ となる．一般には真空管の増幅度，プレート抵抗のバラツキのために変化する

図2　プラグインユニット外観

が，充分な選択調整を行ない，本機の場合 $\gamma=10000$ 程度を得ている．したがって，たとえば一方のチャネル入力が1Vで他方のチャネルに 1 V±1 mV の偏差のある信号波を与えたとすると，このとき出てくる差電圧は 10% の誤差範囲で測定される．

二現象増幅器 (EMP-33) 独立した二つの入力信号を 100 kc/s のマルチで切換えるか (chopped)，または一掃引ごとに交互のチャネルに切換えて (alternate) スクリン面には各々二つの波形として示すもので，二現象比較観測に用いる．

差動高利得増幅器 (EMP-34) EMP-32と同一のリジェクション比を有し，利得は前記のものは50mV/cm であるが，これは 0.06 c/s〜60k c/s にて最大 0.05 mV/cm である．

2. 主増幅器

主要部は DC〜30 Mc/s (−3 dB) で平坦な周波数特性を持つ分布増幅器である．プラグインユニット EMP-31を用いた場合，立上り時間は 0.012 μs で，この回路で増幅された信号は平衡型

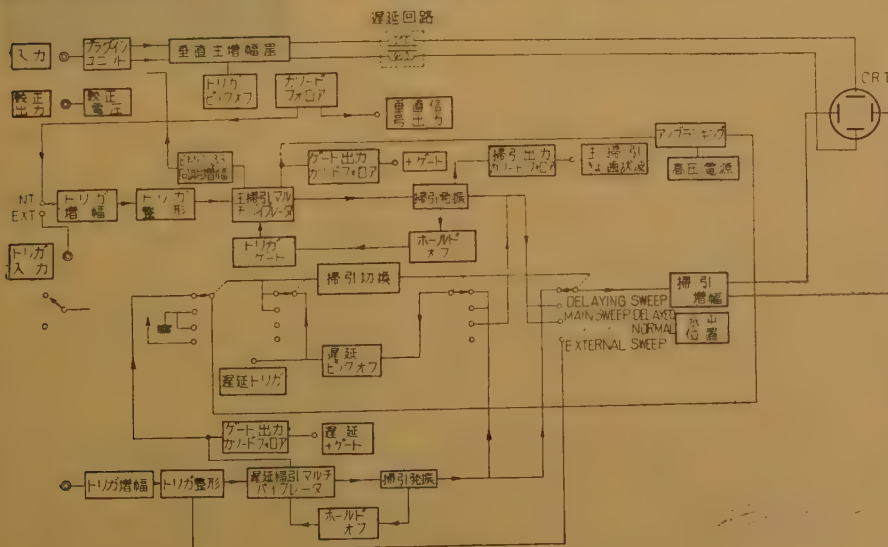



図3　系統図

図4　矩形波の立上り

低域ろ波器により0.2 μs遅延してブラウン管の垂直偏向板に入る．図4は矩形波の立上り部分で，入力波形の立上りは約0.003 μsである．

3. 掃引部

掃引発振はミラー積分回路で良好な直線性をもったきょ歯状波を得ている．掃引部は系統図に示すように主掃引および遅延掃引より構成されている．使用上切換スイッチによりExternal Sweep, Main Sweep Normal, Main Sweep, Delayed および Delaying Sweep の4種類に分れる．Main Sweep Normal のときは主掃引発振器のみ動作する．掃引時間は 0.1 μs/cm ないし 12 s/cm の範囲で 24 段切換えられる．掃引確度は各段とも3% 以内である．Delaying Sweep の場合，遅延掃引発振器で，Main Sweep Normal のときと同様にして，きょ歯状波が作られる．この掃引波は増幅して偏向板に加えられるが，同時に Deley pick off 回路にも入る．

Deley pick off 回路は図5のごとく，遅延比較管遅延マルチ，カソードフォロアよりなり，その出力は比較管に入るきょ歯状波の掃引開始時間より，ある一定時間遅延したトリガパルスであって，その遅延時間は 10 回転ヘリカル抵抗器（遅延マルチプライヤ）によって比較管のカソード電位を変えることにより，正確に変化させることができる．この遅延トリガパルスが主掃引回路に入ると，遅延掃引発振器の掃引開始よりも任意の遅れ時間を持った掃引波を発生させる．主掃引の掃引時間を遅延掃引の掃引時間よりも短かく選んでおくと，主掃引発振器における掃引波およびアンブランキング信号は図6のごとく，遅延掃引回路のきょ歯状波よりも短い．Delaying Sweep の際にはこの遅延掃引のアンブランキング電圧と主掃引発振器のアンブランキング電圧とが混合され図6(G)のごとき波形となる．これがブラウン管のグリッドを制御してスクリン面には図7のごとく明暗の二重輝線を生ずる．この明るい部分をさらに詳しくみるには Main Sweep Delayed に切換えればよく，このとき上記主掃引発振器の掃引波がそのまま偏向板に加わって Delaying Sweep のときに見出された明るい部分の波形がそのまま引伸ばされた形でスクリンに現われることになる．（図8）

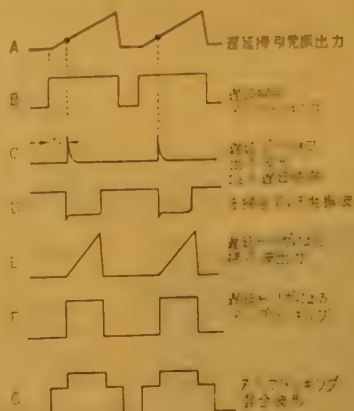



図6　遅延回路各部の波形

図7　Delaying Sweep の波形例

図8　Main Sweep Delayed の波形例

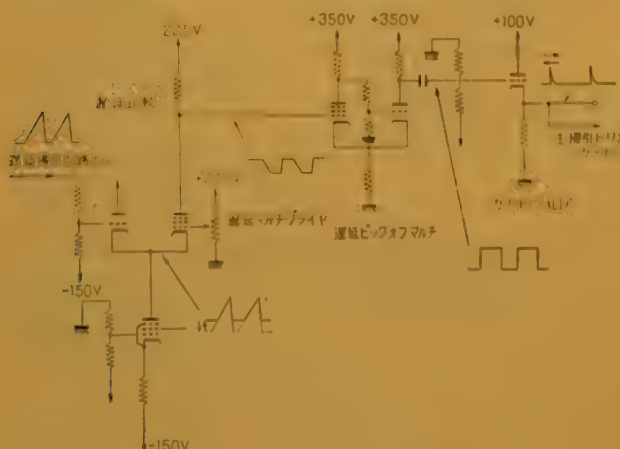
以上本機の特長を概略述べた．なお，その他の性能について若干付記する．

掃引同期
所要振幅
内部　2 mm 偏向以内
外部　0.2～100 V
周波数範囲　DC～30 Mc/s
校正電圧
出力　0.2, 0.5, 1, 2, 5, 10, 50, 100 (V)　9段切換
倍率　1000 : 1　2段切換
誤差　3%
入力インピーダンス
(EMP 31 および EMP 33 につき)
1 MΩ　20 pF
プローブ (QQ 31) を付して 10 MΩ 8 pF (−20 dB)
使用ブラウン管　5 BHP 2

図5　遅延ピックオフ回路

論文・資料

UDC 621.317.738.011.21.029.6

マイクロ波広帯域インピーダンス直視装置*

正員　土屋正次　(電気通信研究所)

要約　マイクロ波帯における導波管回路用のインピーダンス直視装置の実現に対する要望は、相当古くからあり，従来各種の原理のものが試みられ、発表されて来たのであるが，いずれも難点があり，実用化に適するものとして決定的なものは皆無の状態であった．筆者もまたこの種測定装置の実用化を目的として研究を行ない，種々検討の結果，従来の方向性結合器に対して，新しく位相に関する方向性結合器として，"位相方向性結合器" の着想を得，これを用うることによって広帯域性高確度性，および装置の簡易性の3条件を完全に満たすことのできた広帯域インピーダンス直視装置を実現することができた．しかも，この方式では測定基準面の移動，微少反射係数直視，電源側インピーダンスの直視等が可能となり，真に万能形のインピーダンス直視装置と言うことができるものなのである．本報告は，この方式の動作原理数値例，試作装置および 6 Gc，11 Gc 帯での実測結果等について述べ，この種装置の一応の実用化の見通しを得，初期の目的を達することができたことについて述べている．

1. 序　　言

マイクロ波帯における導波管回路用のインピーダンス直視装置の実現に対する要望は，相当古くからあり[1]，特に最近その要望が盛んになるにつれて，各国において色々な原理のものが試みられ発表されて来たが[2]~[16]，いずれも難点があり実用化に適するものとして決定的なものは皆無の状態であった．すなわち，従来の諸方式はそのおもなものについては，大約，つぎの5種類に分類することができるように思われる．

（1）"3（または 4）Probe Methode"：[1]~[5]

（2）"回転形定在波計" の原理によるもの：[4],[6],[7]

（3）"Ferrite 移相器" を用いたもの：[8]~[10]

（4）方向性結合器を用いたもの：[11],[12]

（5）"Wave Guide Product Detector" を用いたもの：[13]

しかして，これらの方式を実用化という見地から，すなわち広帯域性，高確度性および装置の簡易性（経済性）と言う点から，再度眺めた場合，(2) に述べた方法が最も有望なのであるが，これはまだ狭帯域性の点で問題があるわけである．そこで筆者は，この点を究明し，実用化の上記3条件を完全に満足するようなものを実現すべく努力した結果，これまで知られていなかった "位相方向性結合器" の着想を得，これを用いることによって，従来にない簡潔な広帯域 $\dot{z}$ 直視装置を実現できたわけである．この間の経移については，本会誌に別に稿を改めて発表の予定であるが，その概要については，これまでたびたび発表して来たごとくであり[18]~[22]，その後，理論的並びに実験的検討を重ねた結果，充分実用化の見通しを得，一応，初期の目的を達することができたので，本論文においては，これらの成果を取纏めて設計の立場から，動作原理，数値例，実験結果等を発表させていただく次第である．

2. 位相方向性結合器を用いた方式の動作原理

2.1 位相方向性結合器の定義と動作[18]

今図1のごとく，2つの導波管を互いに長辺面を接して，直交させ，その共通面に，その対角線上に中心を有する Slit 形の結合孔を設けて，2つの導波管を結合せしめる．このような多開口回路網の動作は，これを S-行列（拡散行列）で表わすのが最も簡明であり，かつ必要にして充分であるので，その各要素の値を理論的に求めた結果，つぎのごとくなった[21]．なお以下に示す諸式（式 (1) ~式(10)）の理論的根拠および誘導の過程については本会誌に，近い中に詳細に発表の予定であるので，これを参照していただきたい．

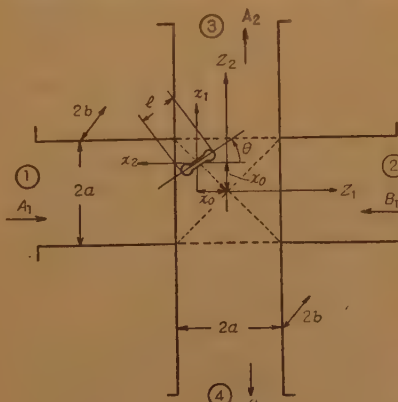



図1　位相方向性結合器
Fig. 1—Phase directional coupler.

* A Broad-band Automatic Smith Diagram Display Unit for Use at Micro-wave Frequencies. By SHOJI TSUCHIYA, Member (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). [論文番号 3258]

まず，導波管の厚さを0とし，管壁は完全導体と仮定し，Slit 双極子は長軸方向にのみ磁気偏極率 (M) を有するものとした理想的状態においては，

$$S=\begin{vmatrix} -jk(e^{-j2\theta}+\delta) & \sqrt{1-4k^2}+jk(1+\delta\cos 2\theta) & k(1+j\delta\sin 2\theta) & -ke^{-j2\theta} \\ \sqrt{1-4k^2}+jk(1+\delta\cos 2\theta) & -jk(e^{j2\theta}+\delta) & ke^{j2\theta} & -k(1-j\delta\cos 2\theta) \\ k(1+j\delta\sin 2\theta) & ke^{j2\theta} & jk(e^{j2\theta}+\delta) & \sqrt{1-4k^2}+jk(1+\delta\cos 2\theta) \\ -ke^{-j2\theta} & -k(1-j\delta\sin 2\theta) & \sqrt{1-4k^2}+jk(1+\delta\cos 2\theta) & jk(e^{-j2\theta}+\delta) \end{vmatrix} \quad (1)$$

となる．ここで k は結合係数，δ は周波数特性を表わすパラメータで次式で与えられる．

$$\left.\begin{aligned} k&=\frac{\pi M\sin\dfrac{\pi x_0}{a}}{16a^2b} \\ x_0&=\frac{2a}{\pi}\tan^{-1}\frac{4a}{\lambda_{g0}},\quad \delta=\frac{\lambda_g-\lambda_{g0}}{\lambda_{g0}} \end{aligned}\right\} \quad (2)$$

ただし，導波管の長辺および短辺をそれぞれ $2a$，$2b$ とし，各開口の番号を図のごとく①〜④とする．双極子の中心と導波管中心との距離を x_0，双極子の長軸と x_1 軸となす角を θ とし，$l<\lambda_g/4$ とする．λ_{g0} は設計中心周波数における管内波長とし，伝ぱん姿態としては TE_{10} 波を対象とする．なお，$k<0.01$，$|\delta|<0.12$ として $\delta^2/2$ および $k^2\delta$ 以上の項を省略した．単位は MKS 有理単位系を用いている．

ここで特に S_{13}，S_{14}，S_{23}，S_{24} に着目し，簡単のため $\delta=0$ の場合を考えると，

$$\begin{bmatrix} S_{13} & S_{14} \\ S_{23} & S_{24} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} k & -ke^{-j2\theta} \\ ke^{j2\theta} & -k \end{bmatrix} \quad (3)$$

となり，これを従来の方向性結合器の理想状態における値，すなわち

$$\begin{bmatrix} S_{13} & S_{14} \\ S_{23} & S_{24} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} jg & 0 \\ 0 & jg \end{bmatrix} \quad (4)$$

ただし g：結合係数

と比較すれば，従来の方向性結合器が振幅に関して方向性を有するものであるのに対して，式(3)の回路は，位相に関してのみ方向性を有するものであると言うことができる．このことから式(3)で表わされる回路，したがって図1の立体回路を“位相方向性結合器”と名付けてみたわけである．

つぎに①,②開口からの入力を A_1, B_1，③,④開口からの出力を A_2, B_2 とし，式(3)の各要素の値について $\delta^2/2$ までの項を考慮し，さらに結合孔の厚さ (τ_0) および結合孔自身の共振波長 (λ_r) を考慮すれば，A_2，B_2 はより厳密には次式のごとくなる．

$$\left.\begin{aligned} A_2&=k\left[\left\{1+j\delta\left(1-\frac{\delta}{2}\right)\sin 2\theta\right\}A_1\right. \\ &\qquad\left.+\left\{e^{j2\theta}+j\frac{\delta^2}{2}\sin 2\theta\right\}B_1\right] \\ B_2&=-k\left[\left\{e^{-j2\theta}-j\frac{\delta^2}{2}\sin 2\theta\right\}A_1\right. \\ &\qquad\left.+\left\{1-j\delta\left(1-\frac{\delta}{2}\right)\sin 2\theta\right\}B_1\right] \end{aligned}\right\} \quad (5)$$

$$K=20\log_{10}k=20\log_{10}\frac{\pi M\sin\dfrac{\pi x_1}{a}}{16a^2b}-20\log_{10}\left\{1-\left(\frac{\lambda_r}{\lambda}\right)^2\right\}-\frac{54.6}{\lambda_r}\cdot\tau_0\cdot\sqrt{1-\left(\frac{\lambda_r}{\lambda}\right)^2}\ \text{(dB)} \quad (6)$$

$$\lambda_r\doteqdot 2l-2.3d-2\tau\left(\text{ただし}\ \frac{d}{2}>\tau>\frac{d}{2}\ \text{とする}\right) \quad (7)$$

ただし，式(7)の λ_r の値は亜鈴形スロット（図2参照）の共振波長の値で近似的な値である．ここで特に亜鈴形Slotを採用した理由は，これは長軸方向以外の電気および磁気偏極率が非常に小さく，かつ，同じ M の値に対して，他のいかなる形よりも，l を最小にすることができ，式(5)を求めた際の仮定に，最も近い状態となるからである．

図2　亜鈴形スロット
Fig. 2—Dumb-bell slot.

なお式(5)の A_1, A_2, B_1, B_2 は複素数で $\sin\dfrac{\pi x_{1,2}}{2a}\exp(j\omega t\mp j\beta z_{1,2})$ なる係数を省略した．すなわち $A_1\cdots B_2$は，TE_{10} 波を対象としたスカラ波動関数の係数と考えればよい．さて式(5)で示したごとき“位相方向性結合器”が実際に存在するとすれば，次節に述べるごとき装置が実現可能となる筈で，これについて実験結果を詳細にのべる．

2.2　広帯域直視装置の動作原理

位相方向性結合器の最も大きな応用面の1つとして広帯域 $\dot{z}$ 直視装置を挙げることができる．図3はその原理的な回路構成図である．いま，$\dot{R}=|R|e^{j\psi}$ を被測定物 $(\dot{z}_x)$ の結合孔中心位置における複素電圧反射係数とすれば，検波器への入力は，式(5)の A_2 の値で，$B_1=\dot{R}A_1$ としたもので与えられる．すなわち，

$$A_2=kA_1\left[\left\{1+j\delta\left(1-\frac{\delta}{2}\right)\sin 2\theta\right\}+\left\{e^{j2\theta}+j\frac{\delta^2}{2}\sin 2\theta\right\}|R|e^{j\psi}\right] \quad (8)$$

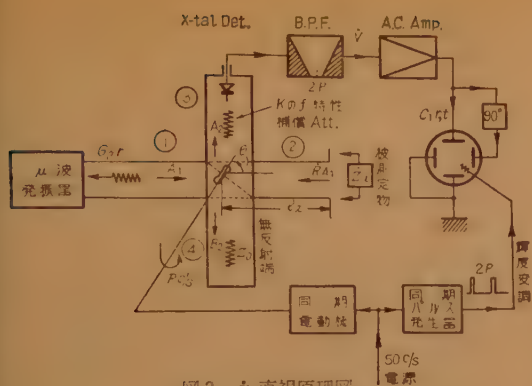



図3　$\dot{z}$ 直視原理図
Fig. 3—principle of impedance display unit.

となる．ここでさらに結合孔を毎秒 p 回転させた状態を考えると，

$$\theta=2\pi pt \qquad (9)$$

となる故，A_2 を自乗検波し，その出力を中心周波数が $2p$ である狭帯域ろ波器（図3の B.P.F.）を通して取出すときは，その出力電圧 $\dot{V}$ は式 (8), (9) よりつぎのごとくなる．

$$\dot{V}=2k_1k_2k^2|A_1|^2\left[|R|\cos\{2\pi(2p)t+\eta\}-\frac{\delta^2}{2}|R|\sin\eta\cdot\sin 2\pi(2p)t\right]$$

$$=2k_1k_2k^2|A_1|^2\cdot\left(1+\frac{\delta^2}{2}\right)\cdot|R|\cdot\cos\cdot\left\{2\pi(2p)t+\tan^{-1}\left[\left(1+\frac{\delta^2}{2}\right)\tan\eta\right]\right\} \qquad (10)$$

ただし，k_1，k_2 は検波感度およびろ波器の挿入損失を表わす係数とする．

$\dot{V}$ を c.r.t. の垂直軸に，さらに 90° 移相したものを水平軸に加えれば，けい光面上には円が画かれ，その半径は $|R|$ に比例することになる．つぎに繰返周波数が $2p$ で，一定位相の幅の非常に狭い正パルスを制御格子に加え輝度変調を行なえば，輝点の位置は η を示すことができる．このようにして $\dot{R}$ を，したがってスミス図表上に結合孔中心位置におけるインピーダンスの周波数特性を直視することができる．

しかして，この場合の誤差は式 (10) より判るごとく，残留反射成分は δ のいかんにかかわらず常に0であり，振幅に関しては最大で $\delta^2/2\times100\%$ の誤差を，位相に関しては，

$$\Delta\eta=\tan^{-1}\left[\left(1+\frac{\delta^2}{2}\right)\tan\eta\right]-\eta \qquad (11)$$

の誤差を生ずるに過ぎない．

たとえば，後述のごとく，周波数を設計中心周波数の10%帯域変化しても，大約 $|\delta|<0.11$ であるので，上記の値はそれぞれ0.6%以下，および0.15°以下となる．このように図3の方式は広帯域に使用して誤差は極めて小さく，序言で述べたごとき広帯域性，高確度性および装置の簡易性と言う条件を完全に満たしたものであると言うことができる．

なお，図3において検波器と無反射終端（z_0）とを位置を交換しても，また被測定物と無反射端（z_0）とを交換しても結果は全く同様である．しかして後者の場合は検波器側に単向管を必要とするが，被測定物を low power level でインピーダンス測定するのに適している．

なお，図3の方法では，上述のごとく結合孔中心位置におけるインピーダンスの周波数特性が直視されるわけで，一次導波管の z_1 軸方向の任意の位置におけるインピーダンスの周波数特性を直視したい場合（測定基準面の移動）については，文献 (21), (22) にやや詳細に発表してあるので，これを参照されたい，しかして，この回路構成においても広帯域性および高確度性はいささかも減じていないものである．

3. 回路構成

前節においては原理的な回路図を示したのみであるので，ここで試作実験を行なったものについて，具体的な回路構成と主要部分の設計値およびその要点を述べることにする．

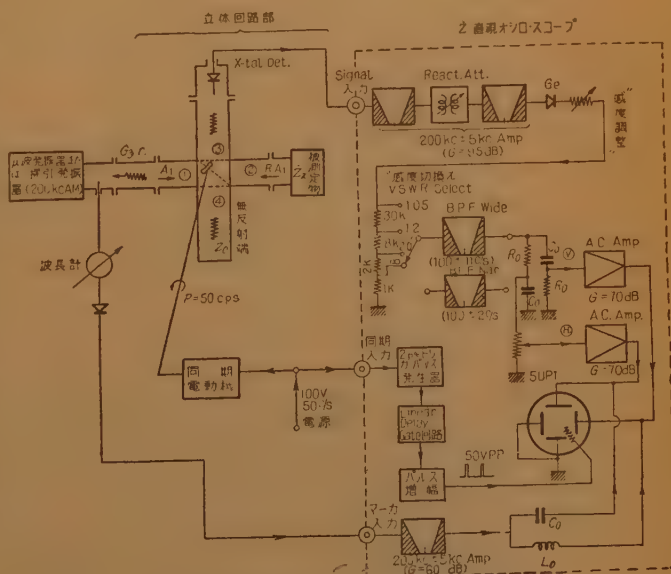



図4　広帯域インピーダンス直視装置回路構成
Fig. 4—Block diagram of a broad-band smith diagram display unit.

3.1 全装置の概要

図4は位相方向性結合器を1個用いた場合の回路構成である．μ 波検波器以後は，すべて一つのきょう体に組み込み "$\dot{z}$ 直視オシロスコープ" とした．

3.2 位相方向性結合器の設計

この原理図は図1に示したごとくであるが，実際に結合孔を回転させる機構としては，図5のごとく x_0 に中心をもつ共通な回転円板を設け，これに亜鈴形Slotをあけ，同期電動機で毎秒 50 回転せしめた ($p=50$ c/s)．

図5 回転結合孔の構造
Fig. 5—Construction of rotatable slot.

この場合の結合係数および δ の値は式 (6) および (2) から求められるわけであるが，一例として，4, 6, 11 帯での設計例および実測結果を表1,2,3に示す．なお，この場合 M の値は図6から求められる[25]．これは S.B.Cohn 氏の実験曲線である．

表3において，Kの計算値と測定値とは最大で 2 dB 程度違い，かつ，測定値の方が周波数特性が大きくなっているが，これは式 (7) の λ_r の値が正確なものでなく，実際にはこの式で与えられる値よりやや大きいものと考えられる．

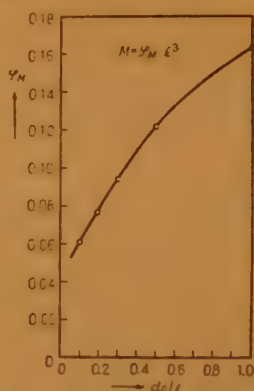



図6 亜鈴形 Slot の磁気偏極率
Fig. 6—Magnetic polarizability of dumb-bell slot.

したがって式(6) (7) による計算値は K が -45 dB 前後の場合，誤差は最大で ±2 dB 程度になるものと見なさなければならない．しかして，この誤差はただ感度に関係するのみで位相方向性結合器の動作について，本質的な誤差となるものではない．つぎに，結合孔の一次導波管内での反射係数の値であるが，この値が K より大きいことは容易に予想されるのであるが，その差が 3~7 dB 程度になることについては，まだ，その理由は充分説明できない状態である．なお，表3に示したごとく，Kは周波数特性を持っているので，これを補償するために，普通のベークライトカーボン皮膜抵抗減衰器の減衰量が周波数と共に増加することを利用している図3の "K の f 特性補償 Att." がそれである．

3.3 100 c/s 帯域ろ波器（図 4 の B.P.F.）

表 1 x_0 および δ の値

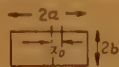
周波数帯	周波数範囲	設計中心周波数	$2a$ (mm)	$2b$ (mm)	x_0 (mm)	δ	$\frac{\delta^2}{2}\cdot 100$	$x(\lambda_g)$ (mm)
4000 Mc	$f=3700\sim4200$ Mc $\lambda=81.1\sim71.4$ mm $\lambda_g=113.4\sim90.6$ mm	$f_0=3920$ Mc $\lambda_0=77.5$ mm $\lambda_{g0}=102$ mm	58	29	15.8	<0.11	<0.60%	14.8~16.8
6000 Mc	$f=5800\sim6400$ Mc $\lambda=51.68\sim46.48$ mm $\lambda_g=67.71\sim57.78$ mm	$f_0=6087$ Mc $\lambda_0=49.2$ mm $\lambda_{g0}=62.5$ mm	40	20	11.5	<0.08	<0.32%	11.05~12.0
11000 Mc	$f=10700\sim11700$ Mc $\lambda=28.0\sim25.62$ mm $\lambda_g=35.4\sim30.9$ mm	$f_0=11200$ Mc $\lambda_0=26.76$ mm $\lambda_{g0}=32.99$ mm	22.9	10.2	6.9	<0.07	<0.25%	6.6~7.15

式 (2) より $x_0=\frac{2a}{\pi}\tan^{-1}\frac{4a}{\lambda_{g0}}$, $x_{(\lambda_g)}=\frac{2a}{\pi}\tan^{-1}\frac{4a}{\lambda_g}$, $\delta=\frac{\lambda_g-\lambda_{g0}}{\lambda_{g0}}$

表 2 亜鈴形 Slot の寸法

周波数帯	l (mm)	d_0 (mm)	v (mm)	φ_M	$M=\varphi_M l^3$	λ_r (mm)	τ_0 (mm)	D (mm)
4000 Mc	16.5	4.5	1.0	0.087	391.0	≒41.4	4.5	—
6000 Mc	12.25	3.5	0.7	0.09	165.4	≒31.2	4.5	14.0
11000 Mc	7.0	2.0	0.5	0.09	30.9	≒17.6	3.2	9.0

φ_M：図8より求める． 式 (7) より $\lambda_r \fallingdotseq 2l+2.3d_0-2v$

表3　結合係数および反射係数の計算値と実測値

周波数帯	結合係数および反射係数の値			
4000 Mc	f_{req} (Mc)	3700	3950	4200
	K (計算値) (dB)	−46.7	−46.1	−45.5
6000 Mc	f_{req} (Mc)	5800	6100	6400
	K (計算値) (dB)	−44.6	−43.8	−42.9
	K (測定値) (dB)	−46.5	−45.2	−42.5
	反射係数 (測定値) (dB)	−39.4	−38.9	−37.9
11000 Mc	f_{req} (Mc)	10700	11200	11700
	K (計算値) (dB)	−44.9	−44.1	−43.1
	K (測定値) (dB)	−44.7	−43.3	−42.0
	反射係数 (測定値) (dB)	−42.0	−40.3	−37.1

式 (6) より　$K=20\log_{10}k=20\log_{10}\dfrac{\pi M\sin\dfrac{\pi x_0}{a}}{16a^2b}-20\log_{10}\left\{1-\left(\dfrac{\lambda_r}{\lambda}\right)^2\right\}-\dfrac{54.6}{\lambda_r}\cdot\tau_0\cdot\sqrt{1-\left(\dfrac{\lambda_r}{\lambda}\right)^2}$ (dB)

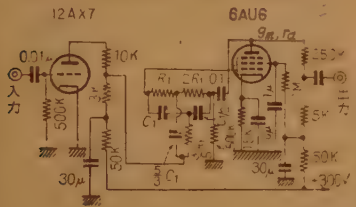



図7　Twin-TRC 選択増幅器
Fig. 7– Twin-TRC selective amplifier.

これは L-C Filter を用いてもできるのであるが，stray field の影響を受け易いので，筆者は Twin-TRC 選択増幅器を用いている[26]．これを用いると小形軽量で，かつ選択特性を急峻にすることができる．図7はその回路図である．つぎに帯域幅としては，50 c/s および 150 c/s に対して 30 dB 以上減衰するものと，100±10 c/s に対して 30 dB 以上減衰するものと2組設けている．

3.4 パルス回路

まずトリガ・パルス発生器は真空管の cut off および saturation を利用して，電源同期の50 c/s または100 c/s の矩形波を作り，これを C-R で微分した程度のものである．

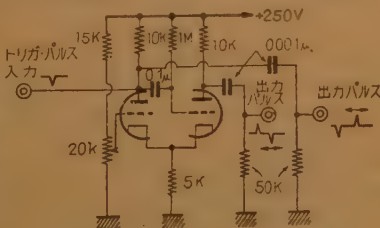



図8　Linear delay gate 回路
Fig 8—Linear delay gate circuit.

つぎに Linear Delay Gate 回路は[27]，図8のごときもので，この回路の特徴はパルスを一層 sharp にすると同時に，パルスの位相を容易に任意に変化できることである．

3.5 マーカ回路

これは必ずしも最良の方法ではないが，μ 波電源が 200 kc で AM されているのを利用したものである．すなわち波長計から同調周波数における 200 kc成分を取出し，これを増幅後，$c.r.t$ の垂直，水平偏向板に加え，ブラウン管面上に 200 kc の円形を画かせるようにしたものである．これは実験結果も良好であった．

3.6 感度および位相の較正法

図4の装置において，感度および位相の較正方法としては，つぎのごとくしている．まず感度に関しては“感度切換え (VSWR Select)” を VSWR=∞ にして被測定物として短絡板を用い，そのときのブラウン管上の円図形がスミス図表の外周に一致するごとく，“感度調整” を調整し固定する．これで感度が較正されたわけで，“感度切換え” を 2.0, 1.2 および 1.05 とすることによって，それぞれ $c.r.t$ の Full Scale が VSWR で 2.0, 1.2, 1.05 になるようになっている．

つぎに位相に関しては，そのときの μ 波の周波数と短絡板から結合孔中心までの距離 (l_x) を実測し，式 (12) から η_0 を算出し，この値に輝点の位置が一致するごとく，パルス回路の“位相調整” を調整し固定する．これで位相が較正されたわけである．

$$\eta_0=\pi-\frac{4\pi}{\lambda_g}l_x \qquad (12)$$

4. 誤差の検討

図4の回路構成で生ずると考えられるおもな誤差について簡単に説明を加える．

4.1 立体回路部分に関係するもの

この部分で，特に問題になるのは，つぎの4項目である．

(1) 位相方向性結合器の残留 VSWR

先に 2.2 で述べたごとく，位相方向性結合器が理想的にできている場合は，理論的に残留反射成分は完全に0となるのであるが，現実には色々な誤差の要因が存在する．これらについて詳細に検討した結果[19] 2つの導波管の内径，とくに長辺の長さの違い，$\Delta a=a_2-a_1$ と，結合孔中心位置の違い $\Delta x=x_{20}-x_{10}$ による誤差が残留反射成分を生じ，最も大きな誤差となることが

判った（図9参照）．すなわち，残留反射成分 $\delta''/2$ は，

$$\frac{\delta''}{2}=\frac{1}{2}\left[\frac{-\pi x_{10}}{a_1\sin\frac{\pi x_{10}}{a_1}}\left(\frac{\varDelta x}{x_{10}}-\frac{\varDelta a}{a_1}\right)+\frac{1}{1-\left(\frac{\lambda_0}{4a_1}\right)^2}\frac{\varDelta a}{a_1}\right]$$

ただし λ_0 は自由空間での波長である．　(13)

となる．この値は実測結果では残留 VSWR で表わして 1.015 程度となった．したがって，このままでは，この測定装置の残留 VSWR は 1.015 と言うことになるわけであるが，後に述べる z_0 の残留反射を利用して，この2つが互いに打消すようにしてやれば，総合で残留 VSWR を 1.001_5 程度にすることができた．

図9　$a_1 \fallingdotseq a_2$，$x_{10} \fallingdotseq x_{20}$ なる場合の位相方向性結合器

Fig. 9—Phase directional coupled in case of $a_1 \fallingdotseq a_2$, $x_{10} \fallingdotseq x_{20}$.

（2）　無反射終端の残留 VSWR

これまでは，図4の z_0 としては完全無反射端を仮定して来たわけであるが，実際には多少残留反射があり誤差となる．この値は実際には，広帯域にわたって VSWR で 1.003 程度にすることは可能であるので (1) に述べた位相方向性結合器自身の残留反射よりは約 1/5 程度小さいわけである．なお“振動負荷”を用いれば，実効的完全無反射端が実現される[20]．

（3）　μ 波電源の出力インピーダンス

μ 波電源側が不整合であると短絡板による較正の際と，被測定物の場合とで μ 波出力が変化し，誤差となる．いま電源側の反射係数を $\dot{R}_g$ とすると，最悪の場合この誤差は，

$$4|R_g|\times 100\%\ （たゞし\ |R_g|\ll 1）\qquad (14)$$

の%振幅誤差を生ずることになる．したがって，この値を 4% 程度にするためには，$|R_g|\leqq 0.01$ とするために，電源側には単向管を用い，その入力 VSWR を全帯域で 1.02 以下にする必要がある．この値は現実には一応可能な値である．

（4）　μ 波電源の出力変動

これは式 (10) より判るごとく単に振幅の%誤差を生ずるのみで，従来の Slotted line 形定在波測定器の場合のように残留 VSWR の形で表われて来ることがないことは非常に有利な点である．たとえば出力が $A(1+\varDelta)$ になった場合は，$\dot{V}$ は約 $(1+2\varDelta)$ 倍となる．実測結果では，この値は約 2% 程度の変化である．

4.2　“$\dot{z}$ 直視オシロスコープ”に関係するもの

この部分での問題は全回路の入出力の直線性と言うことで，増幅器関係は容易に直線性が得られるのであるが，Ge 検波器は入力が小なる場合非直線性となり，これが最も問題となるわけである．これについて考えてみる．

さて図4において，μ 波検波器および Ge 検波器に加わる入力電圧が結合孔の回転につれて，いかに変化するかを考えてみると，これらは式 (5) の A_2 および式 (10) の $\dot{V}$ で表わされる低周波波形で，それぞれ μ 波および 200 kc が振幅変調されたものとなる．すなわち，この方式では $|R|$ を 0 から 1.0まで変化することは，振幅変調の変調度を 0 から 100% まで変化することになり，この変調波形を無わいに取出すためには，その検波器としては，入力電圧が 0 から $4k_1k_2k^2|A_1|^2$（式 (10) で $|R|=1$ としたときの $2\dot{V}$）まで，完全に直線検波特性となることが要求される．しかして実際のものは，入力小なる部分で自乗特性になっているため，$|R|$ が 1.0 に近い場合に誤差を生ずるわけである．この非直線性を充分小さいと仮定して $|R|=1.0$ の場合の誤差を計算した結果，$\dot{V}$ は見掛上約 1.6% 大きくなることが判った．逆に $|R|=1.0$ のときの $\dot{V}$ を基準にすれば，その他のときの $|R|$ の値は真値より 1.6% 小さい値が指示されることとなる．しかして，この誤差は短絡板標準 (3.6) の誤差と互いに打消す方向にあり，好都合なこととなる．すなわち，両者の総合では振幅誤差は 1% 以下となる．

なお Ge 検波器に加わる電圧が，上記の値より小になるにつれて，上述の誤差は非常に大きくなるので，この入力電圧が充分大きくなるように 200 kc Amp の Gain を決めねばならない．

5. 実　測　結　果

表 1～3 に示した位相方向性結合器と図4に示した“$\dot{z}$ 直視オシロスコープ”を用いて，6 Gc および 11 Gc 帯で実験を行なった結果をつぎに述べる．

5.1　結合係数および反射係数の値

これは表3に計算値と実測値を比較してかかげ，そこで若干の説明も加えてあるのでここでは省略する．

5.2　残留反射成分 $\delta''/2$ の値

これは図4の回路において，被測定物側および z_0 側の両方に“振動負荷”[20] を用いて実効完全無反射端として，$\delta''/2$ のみ分離して測定したものである．その結果は表4のごとくである．

表4より判るごとく，工作精度が悪いと δ'' の値は 0.05 程度となるので，$\varDelta a$，$\varDelta x$ の値には充分気を付ける必要がある．なお，“振動負荷”と言うのは VSWR

表 4 位相方向性結合器の残留反射成分 $\delta''/2 = 1/2\,|\delta''|e^{j\eta''}$ の値

種類	周波数 (Mc)	工作精度の悪いもの 残留VSWR $1+|\delta''|$	η''	工作精度の良いもの 残留VSWR $1+|\delta''|$	η''
6 Gc 用	5800	1.046	−2°	1.015	0
	6000	1.045	0°	1.015	0
	6200	1.043	+2°	1.013	+1°
	6400	1.045	+2°	1.013	+2°
11 Gc 用	10700	約 1.05	0°	—	—
	11200	約 1.05	0°	—	—
	11500	約 1.05	0°	—	—

≒1.01 程度の抵抗板を一定振幅 ($2.4\cdot\lambda_g/4\pi$)，一定周期 (約 12 c/s) で振動させたもので，これによって実効的に広帯域にわたって VSWR が 1.0007 以下となるものである．詳しくは文献(20)を参照されたい．

5.3 容量性 Stub と無反射端の組合わせによるインピーダンス軌跡の実測

これは図 10 のごとく Stub と無反射端の組合わせによるインピーダンスの軌跡は，スミス図表上では，その半径を直径として外周に接する円の半円周にならなければならないと言うことを利用したものである．

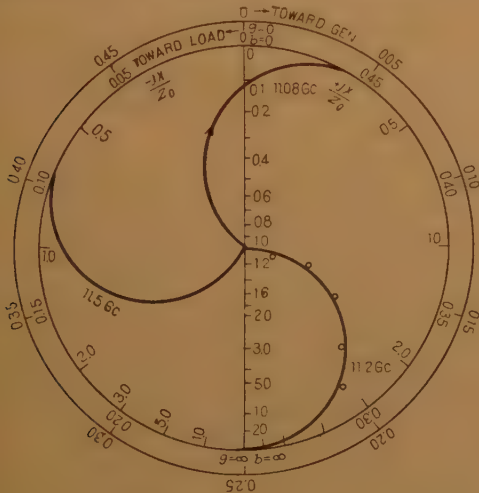
図10 Stub と無反射端の組合わせ
Fig. 10—Capacitive stub and reflectionless dummy load.

—：$\dot{z}$ 直視装置
○：Slotted line 形 S.W. Detector による値
図 11 図10 のインピーダンス軌跡実測結果
Fig. 11—Data of impedance locus of Fig. 10.

図 11 は 11 Gc 帯で，3 周波数について実測した結果である．なお比較のため Slotted line 形定在波測定器で測定した値も併記した(○印)．これらの結果から本方式の測定は，振幅および位相のいずれについても誤差が非常に小さいことが判る．

5.4 標準的な μ 波減衰器を用いる方法

これは，5.3 に述べた方法より，一層定量的に振幅 ($|R|$) に関しての誤差を測定する方法である．

まず，充分精密に較正された μ 波抵抗減衰器と可動短絡板とを用意する．これを図 12 のごとく組合わせ，減衰器の減衰量を A_s，減衰器自身の反射係数を $\dot{r}_A \equiv |r_A|e^{j\eta_A}$ とすれば，入力端からみた反射係数 $\dot{R}_s$ は

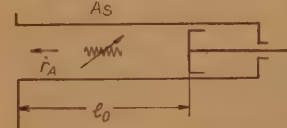



図 12 標準的 μ 波減衰器と可動短絡板の組合わせ
Fig. 12 Standard Attenuator and movable Short.

$$\dot{R}_s = A_s^2 \cdot e^{j\left(\pi - \frac{4\pi l_0}{\lambda_g}\right)} + |r_A|e^{j\eta_A} \tag{15}$$

となる．ただし減衰器の短絡板側の二次反射を $|r_A| \ll 1$ として無視する．

したがって，l_0 を変化することにより，第1項と第2項を分離することができるので，オシロスコープ上での $|A_s|^2$ の値と減衰器の読みより得られる $A_s{}^2$ の値とを比較すれば，振幅に関する誤差が測定できる．このようにして，表4の "6 Gc 用で工作精度の良いもの" を用いて，実測した結果は表5のごとくである．なお，この場合 VSWR＝1.05 以下の測定の場合は 4.1 (1) に述べたごとく，図4の z_0 を可変反射端にして位相方向性結合器の残留反射成分 $\delta''/2$ をそれぞれ各周波数において補償して測定を行なった．

表 5 減衰器法による比較

c.r.t 上の指示 VSWR	反射係数(理論値) $|R_s|$	反射係数(理論値) dB	Att. (dB) (理論値) A_s (dB)	Att 実測値 5800 Mc	6000 Mc	6200 Mc	6400 Mc
∞	1.0	0	0	0	0	0	0
2.0	0.333	−9.543	4.77	4.75	4.75	4.75	4.75
1.2	0.091	−20.83	10.42	10.5	10.4	10.3	10.2
1.05	0.0244	−32.25	16.18	16.0	16.2	16.2	16.0
1.01	0.005	−46.02	23.01	22.8	23.0	23.0	23.0
1.005	0.0025	−52.04	26.02	25.8	25.8	25.9	25.8

表5において，Att. の理論値と実測値とを比較すると，誤差は最大約 0.2 dB (2.3%) となり，各部の測定精度を考慮すると，これ以上の一致は困難なように思われ，誤差は非常に小さいと言うことができる．

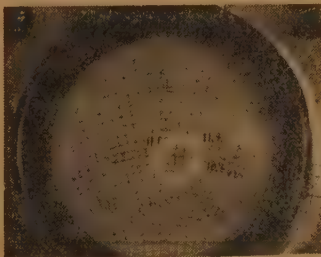



写真1 11Gc 帯広帯域バレッタマウントの入力インピーダンス
Photo1.— Input impedances of 11Gc wide-band barretter mount.

5.5 実測例

実測例として

11 Gc 帯で行なったものの一例を写真1～2に示す．すなわち写真1は広帯域バレッタ・マウントの入力インピーダンスであり，写真2は Long-line effect の実測結果で，長さ 2 m の同軸ケーブル(5 D-2 W) の両端に Transducer を接続し，その片方に無反射終端を接続して，他側からみたインピーダンスの周波数特性である．この場合 Long-line effect の周波数 pitch は

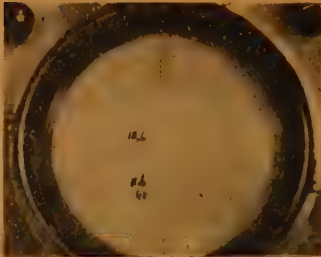



写真2　Long-line effect によるインピーダンスの変化
Photo.2— Impedance locus by long-line effect.

$$\Delta f=\frac{C}{2l}\eta\fallingdotseq 45\,\mathrm{Mc}$$

(C：光速度，$\eta\fallingdotseq 60\%$：Cable の場合)

である．

6. 結　　言

以上の理論的並びに実験的検討の結果を総合して，つぎのごとき結論が得られる．すなわち，

(1) "位相方向性結合器" に関しては，それが理想的にできている場合には，理論的に中心周波数の 10 %帯域で使用しても，振幅および位相に関する誤差は 0.6% および 0.15° 以下であり，残留反射成分は完全に 0 であるが，現実のものは導波管寸法および結合孔中心位置の寸法差のために，1.015 程度の残留 VSWR を生ずる．したがって，製作上はこの寸法差を極力小さくするように注意しなければならない．

(2) "広帯域インピーダンス直視装置" としては，理論的には誤差は上記の理想状態における値と同じであるが，実際には $\dot{R}$ の振幅%誤差は ±2% 以下，位相誤差は ±2° 以下となり，残留 VSWR は，1.015程度である．なお，測定基準面の移動も可能である．

(3) 図4の z_0 の代わりに可変反射端を用い，これによって位相方向性結合器の残留反射成分を補償するようにすれば，総合の残留 VSWR は 1.0015 程度となり，"微少反射係数直視装置" となる．このときの残留 VSWR は μ 波電源および μ 波検波器からの Noise により決められるものである．

(4) 低周波回路において製作上および設計上，特に意を用いることは入出力の直線性である．特に Ge 検波器およびブラウン管に最も注意を要する．

(5) 以上のごとく，本方式は従来にないすぐれた性能を有するもので，実用化の条件を満足したものであると言うことができる．

終りに本研究遂行に当たって終始御指導，御べんたつをいただいた横井調査役，染谷次長ならびに深海課長に深謝すると共に色々と討論，御意見をいただき，また便宜をはかられた無線課測定係の各位，ならびに種々御援助をいただいた無線課の各位に深甚なる謝意を表する次第である．

文　　献

(1) A.L. Sammuel : "An oscillographic method of impedance presentation", I.R.E. (Nov. 1947).
(2) W. Duffine : "Three probe method of Impedance measurement", W.E. p 137, (Dec. 1952).
(3) H. Sutchiffe : "Transmission-line impedance measurements", W.E. (July 1953).
(4) Cole & Honyman : "Two automatic impedance plotters", Elec. Engng. p 442(July 1958).
(5) 小林，宇治，細谷，飯塚："マイクロ波インピーダンス直視装置"，昭 32 信学全大，No.150.
(6) S.B. Cohn : "Impedance measurement by means of a broad-band circular-polarization coupler", I.R.E. p 1554, (Oct. 1954).
(7) 押本："反射係数直視装置"，昭 33 連大.
(8) 岩片，小原："Ferrite を用いたインピーダンス直視装置"，昭 32，昭 33 信学全大，p 151，p152.
(9) J.P. Vinding : "Z-scope", I.R.E. Conv. Record, Pt 5, p 178, (1956).
(10) E. Laverick : "An automatic standing-wave indicator for the 3-cm wave band", Brit. I.R.E. p 253, (April 1959).
(11) W.F. Gabriel : "An automatic impedance recorder for X-band", I.R.E. (Sept. 1954).
(12) 岡村，大越，木村，吉本："マイクロ波インピーダンス直視装置"，昭 34 信学全大 241.
(13) H.L. Backman : "A wave guide impedance meter for the automatic display of complex reflexion coefficients", Trans. I.R.E., MTT (Jan. 1955).
(14) J.A.C. Kinner : "An automatic swept-frequency impedance meter", Brit. Comm. & Elect. p 359, (May 1958).
(15) 岡村，管野，角田，神保："マイクロ波インピーダンス直視装置"，昭 32 連大，p 666.
(16) H. Ritzland : "Ring-shaped wave guide measuring section with automatic display", Funk-Tech. Zeit. 8, p 281, (1955).
(17) A. Sohn : "Wide-band phase-delay circuit", I.R.E. (Aug. 1953).
(18) 土屋："位相方向性結合器を用いたインピーダンス直視装置"，昭 34 信学全大，126.
(19) 土屋："位相方向性結合器の誤差について"，昭 34 連大，805.
(20) 土屋："振動負荷法を用いた微少反射係数直視装置"，昭 34 信学全大，p 240.
(21) 土屋，二宮，宮本："2連位相方向性結合器を用いたインピーダンス直視装置"，昭 34 信学全大，242.
(22) 二宮："インピーダンス直視装置"，特願 昭34-6007.
(23) 土屋："導波管回路に於ける双極子の作用について"，通研成果報告第 1403 号 (1960-05).
(24) 土屋："反射型移相器を用いた双方向インピーダンス直視装置"，昭 35 連大，1293.
(25) S.B. Cohn : "Determination of aperture parameters by electrolytictank measurements", I.R.E. (Nov. 1951), p 1418.
(26) J.J. Ward & P.V. Landschoff : "Parallel-TRC selective amplifiers", Electronic & Radio Eng. p 120, (April 1958).
(27) 川上 著：電子回路，IV p 55.

(昭和 35 年 7 月 20 日受付)

UDC 538.566 : 535.312

ミリ波帯における実効反射係数測定の一方法*

正員　鈴木道也
(山形大学工学部)

要約　従来センチ波帯における大地面などの実効反射係数 (ρ_e) 値測定には，ある固定周波数で送受いずれかのアンテナ高を連続的に移動させ直接波と反射波との干渉パターンすなわち"アンテナハイトパターン"から，ρ_e 値として求める場合が多い．さてミリ波帯における ρ_e 値測定の場合に，測定原理はかわらないが測定操作の上できわめて簡便な新方法を開発した．すなわち，送受アンテナ高は固定したままで被測定材料で構成されている反射面自体だけをその高さを移動して"アンテナハイトパターン"を記録させる方法である．これによれば特に電波入射角の変化に対する ρ_e 値の一連の変化値群を求めようとするときなどには非常に能率のよい方法であることが判明した．本論文ではこれら方法の特長と測定例について説明する．

1. 序　　言

さきに筆者はセンチ波帯 (4 Gc/s, 9 Gc/s) における積雪面上の実効反射係数 ρ_e 値に関して，水平，垂直両偏波のもとに，主として ρ_e 変動の内容についていろいろな観点から検討を試み，送受スパン 23.6 km の伝ぱん試験ならびに 100 m のモデル伝ぱん実験をおこない，種々の興味ある結果をえた(1),(2),(3)．

もともとこれらの研究はマイクロ波中継回線設計に関する基礎的資料の一環としてとりあげられて発足した関係もあり，電波入射角としてはきわめて低角度範囲（最大でも約 7°20′ 程度）に終始していた．しかしながら ρ_e それ自体の問題として考えるならば，入射角の拡大された範囲における ρ_e 変化も検討してみる必要があるし，また最近のようにミリ波帯開拓への気運が活発になっている現状に対してはミリ波帯における積雪の ρ_e 値がどのような値を占めるかについても多大の関心がもたれるところである．

筆者はこのような見地からミリ波帯 (34 Gc/s) のモデル実験を計画した．ミリ波帯になると波長がきわめて短くなるのでセンチ波帯におけるよりもモデル実験のスケールはさらに縮少化が可能となる．ここで ρ_e 測定法に対して送受アンテナ高は固定して反射面高（測定の場合は測定試料が反射面媒質となる）のみを移動させて在来の"アンテナハイトパターン"を記録させるという新しい方法を導入したところ，特に電波入射角の変化に対する ρ_e 値の一連の変化を求めるときには実験操作，ρ_e 算出作業の上で格段と高能率の測定が可能となり，また測定資料の物理的特性（たとえば誘電体の誘電定数などの電気的定数もふくめて）がきわめて早い経時変化をもっておって測定の迅速化を要するような場合にも本方法は非常に有利であることが判明した．

2. 新方法の特長

在来の"アンテナハイトパターン"法の場合には図1に示すように，たとえば送信アンテナ高 h_1 を固定

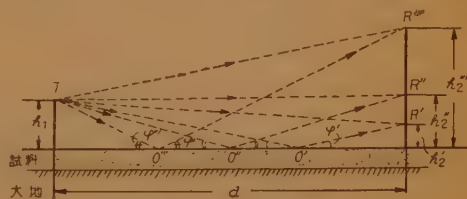



図1　"アンテナハイトパターン"法による ρ_e 測定模型図
Fig. 1—Schematic diagram of the measurement of ρ_e by means of "antenna height gain pattern method".

して受信アンテナ高 h_2 のみをかえると ray theory 的に考えてその高さ $h_2', h_2'', h_2''', \cdots$ にそれぞれ対応して正規反射点は $O', O'', O''', \cdots$ という具合に反射面上をつぎつぎと移動して電波通路 $\overrightarrow{TR'}$ に対して $\overrightarrow{TO'R'}$，$\overrightarrow{TR''}$ に対して $\overrightarrow{TO''R''}$，$\overrightarrow{TR'''}$ に対して $\overrightarrow{TO'''R'''}\cdots$ の各経路差と電波入射角 $\varphi', \varphi'', \varphi'''$ における反射係数 $\rho_e', \rho_e'', \rho_e''', \cdots$ のちがいから総合して $R', R'', R'''\cdots$ 点においては直接波と試料からの反射波との干渉電界が受信される．これが受信アンテナの高さに対し一定の形の電界変動を示し，いわゆる"アンテナハイトパターン"と称せられるものである．したがってもし直接波と正規反射波成分以外の干渉がないとすればこのパターンの最大，最小電界 (dB) を知って下式*から直接波に対する反射波成分の量すなわち ρ_e を求めることができるわけである．

* New Measuring Method of Equivalent Reflection Coefficient in Millimeter-wave Propagation. By MICHIYA SUZUKI, Member (Faculty of Engineering, Yamagata University, Yonezawa). [論文番号 3259]

* $E_{max}-E_{min}=20\log_{10}\left(\dfrac{1+|\rho_e|}{1-|\rho_e|}\right)$dB.

ところが ρ_e 変動というような観点にたてば，一般には試料反射面における物理的特性の局所性（たとえば積雪のようなときには場所による表面の粗さのちがいとか試料成分の不均一性とか…）をさけて純粋に ρ_e 変化だけを抽出検討することが必要であり，特に電波入射角 φ 変化に対する ρ_e 値変化を求める場合には，図2のように仮りに $h_1'=h_2'$, $h_1''=h_2''$, $h_1'''=h_2'''$,…

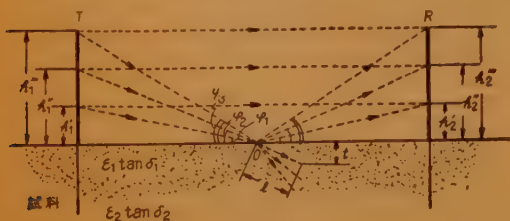



図2　“アンテナハイトパターン”法による ρ_e 測定模型図（正規反射点0を移動させないで測定しようという場合）

Fig. 2—Schematic diagram of the measurement of ρ_e by means of "antenna height gain pattern method". (In this case, in order to reduce the effect of variation of ρ_e due to the shift of the reflection point, only these values of ρ_e are to measure which correspond to the reflecting points falling on the center of this path).

という条件のもとに電波入射角 φ がかわっても正規反射点0がいつでも送受スパン中央部から大きくはずれないというような ρ_e 値をデータとして採用する必要がある．

新方法ではあらかじめ厳密に $h_1=h_2$ にセットしておいて反射面高のみを変化させるので，いつでも「$h_1=h_2$ の関係を保持したまま連続的に電波入射角 φ の変化を包含して図2のような測定内容をただ1回の反射面高を昇降させることだけで完結できるわけである．

もちろんこのような新方法は，送受アンテナの小スケールで尖鋭な指向性，送受アンテナ間および送受アンテナから正規反射点までの Fraunhofel 域を確保する距離，反射面の有効な領域[4]のひろがりなどを考えあわせた場合，どうしてもミリ波帯のような短い波長のもとでなければ実現は困難である．また測定試料も誘電体のような場合には，反射波成分が表面反射とみなせるに充分な試料厚さ付録1という点からしてもミリ波帯は都合がよい．

3. 新方法によるモデル実験

3.1 実験条件，ρ_e 測定など

表1に伝ぱん路常数その他を示し，図3に実験構成を示す．本測定は試みとして室内で実施した．

被測定試料をエレベータ付平面架台（E）上に設定し，送受アンテナ高を両方等しく固定したままでエレベータによって反射面高を連続的に変化させ“パターン”を記録させた．入射角 φ は“パターン”を決定する $(n-1)\lambda_0 d=4h^2$付録2 の $n=3,5,7,\cdots35,37,39$ から $\varphi=6°, 8°40', 10°10', \cdots, 23°50', 24°20', 25°$ の19個を決めた．すなわち入射角19個の変化に対応する連続パターンがただ1回のエレベータ昇降操作によって観測され，それからただちに19個の ρ_e が求められるわけである．“パターン”の一例を図4に示す．

3.2 送信部

送信管にはクライストロン VX 5023 T (E.M.I.) を用いた．アンテナは扇形電磁ホーンで指向性はビーム幅で水平面約 ±3°，垂直面約 ±30°，利得は水平，垂直偏波でそれぞれ約 16 dB，18 dB である．また開口

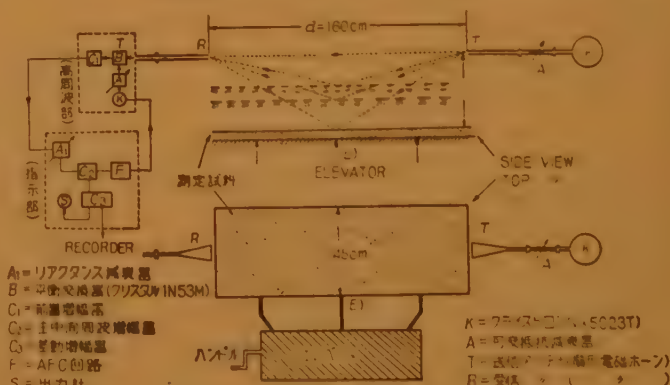



図3　新方法による ρ_e 測定の構成概要

Fig. 3—Fundamental circuit and schematic diagram showing the new experimental method.

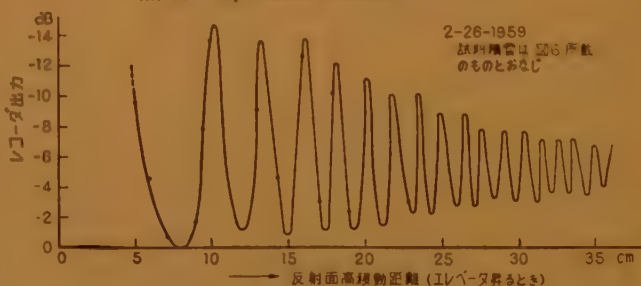



図4　実測パターンの一例

Fig. 4—One example of ρ_e measured patterns.

表1　モデル実験の諸元

周波数	偏波面	送受スパン	送受アンテナ高	入射角	反射面広さ
34.85 Gc/s ($\lambda \simeq 8.6$ mm)	水平(垂直)	d=160 cm	$h_1=h_2$ 反射面より 50 cm	φ=6°, 8°40′, ………… 24°20′, 25°.	160 cm × 45 cm (この広さで最低入射角 (φ=6°) の場合でも第6フレネルゾーンまではカバーできる.)

面は水平偏波で 0.71 cm×5.82 cm, 垂直偏波で 0.71 cm×7.15 cm である．偏波面切りかえは送受とも導波管切かえ器（島田理化工業KK製）によって手動で実施した．

3.3 受信部

C.W. 方式では国内ではじめて開発された 34 Gc/s 帯高利得受信装置付録3（島田理化工業KK製)を用い，送信アンテナと同形式の受信アンテナ，偏波面切かえ器，高周波部，指示部を通じてレコーダ（10 mA）に接続，前述"パターン"を記録紙にえがかせた．

なお"パターン"から ρ_e を計量する場合にはアンテナ垂直面指向性に対する補正，ならびにサイドローブその他に対する配慮を加え，一部には電波吸収材を用いた．

3.4 試料（積雪）の処理など

積雪はベークライト製容器(160cm×45cm×2.5cm)を降雪時に野外に放置しておき比較的長時間にわたり自然堆積させ，積雪層厚さ約 5.5 cm の平坦な自然積雪面を試料とした．本測定時の積雪は東京における2月下旬の湿雪*（みず雪状の ぬれ雪）で密度は 最大約 0.53 gr/cm³ でかなりの水分を含んだ雪である．電気的の定量的表現として必要な誘電定数は，センチ波帯で実施した測定法そのままをミリ波帯に導入するにはなお検討を要する点があるので，このたびは単に物理定性的表現にとどめ，むしろ ρ_e 値としてはセンチ波帯における J.A. Saxton の理論計算付録4 による入射角 φ と ρ_e 値との変化傾向の比較に重点をおいた．

4. 測定結果例および考察

4.1 測定結果

図5にかなり広い電波入射角範囲(φ=6°〜25°)にわたる積雪 ρ_e 値の変化傾向を両偏波について示す．また図6に水平偏波だけに関して同一積雪試料を一定の測定間隔で ρ_e 値の経時変化を調査した結果を示す．

4.2 考察

センチ波帯と同じく水平偏波と垂直偏波では，水平の方の ρ_e 値が垂直の ρ_e 値よりも若干大きい．

* 外気温がきわめて高い（約 7°C 前後）状態なので，降雪途中からすでに水気をおびている程度で，地上に積ってからは急速に変態がすすむもので，もちろん形のととのった雪の結晶はみられない特長をもっている．

図5　積雪の実効反射係数(ρ_e)の入射角変化に対する実値測と理論値との比較

Fig. 5　Comparison of ρ_e measured values of snow surfaces with the calculated ones for various grazing angle φ.

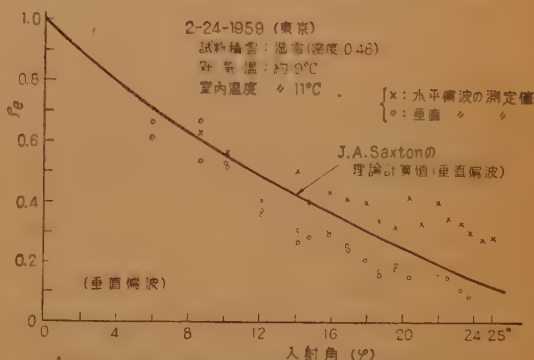
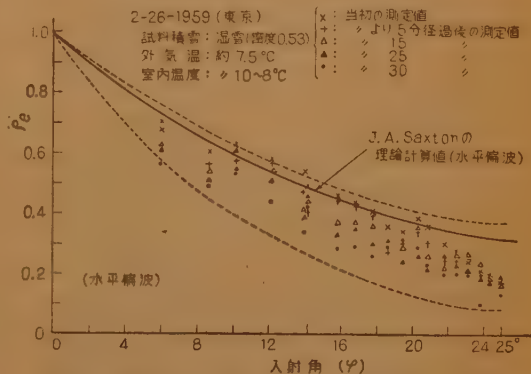



図6　積雪の実効反射係数(ρ_e)の入射角変化に対する実測値と理論値との比較（経時変化をふくめて）

Fig. 6—Comparison of ρ_e measured values of snow surfaces with the calculated ones for various grazing angle φ. (These are shown some time-variations of ρ_e)

単に入射角－ρ_e 値変化という傾向の比較に対しては，上掲図示の J.A. Saxton の理論計算曲線の傾向にミリ波帯実測 ρ_e 値変化傾向もひどくくいちがいを見せないことが確認された．それにしても本試料は前述のように湿雪であって，J.A. Saxton の計算仮定の妥当性に疑問がもたれるところである．すなわち積雪の構成を空気と氷粒に加えて水分も考えた3者の誘電混合体として表現されることがのぞましい．ただこの際

水の誘電率はセンチ波帯に比較してミリ波帯ではかなり小さくはなる付録5ようであるが，本測定対象のような湿雪では誘電定数として，J.A. Saxton の計算値よりも若干大きく表示されることは間違いないと考えられる．しかるにミリ波帯の ρ_e 値の実測データの大部分は J.A. Saxton の理論曲線を下まわって観測されている．

この事実に対しては反射雪面表面部の微細な粗さの効果とも考えられるので若干検討を試みよう．試みに反対面の粗さに関して鏡面反射とみなせる凹凸の寸法として，Rayleigh の基準のオーダを計算してみると，

$$\Delta H=\left(\frac{\lambda_0}{16}\right)\sin\varphi^{-1}=0.514\ \mathrm{cm}_{(\varphi=6°)},$$
$$0.127\ \mathrm{cm}_{(\varphi=25°)}$$

という具合に，特に φ の大きい方*では一見平坦にみえる反射面でも粗さによる電波の散乱的効果を無視することができなくなるのではないかと考えられる．事実図6に示す ρ_e 値の経時変化では時間の経過とともに，ρ_e値の大部分が当初の値より低下の傾向を示していることは，この表面粗さの時間的変化に起因しているようにも考えられる（傍証的に反射面粗さの定量的表現の把握に欠けているので詳細な検討は今後にゆずる）．

さらに積雪層内に侵入した電波の散乱的効果などにも言及するならば，現段階ではその定量的検討は困難であるが，単に層内に侵入した電波がどれほどの減衰をうけるかという減衰深さに関しては，周波数が高いほどまた層の誘電定数が大きいほど試料層厚さは薄くても層底部からの多重反射効果など考えなくてもよいというセンチ波，ミリ波帯での定量的基準を本会誌に発表してある(3)ので，これを参考にすれば本測定試料が湿雪であったこと，および図5,6の実測結果から判断しても本測定時の試料厚さでも充分に表面反射現象として，J.A. Saxton の理論曲線との照合比較などが可能であることがうなづかれる．

5．結　　言

以上ミリ波帯における低入射角範囲の実効反射係数測定の新方法の概要を述べた．センチ波帯に比較してモデル実験のスケールが格段と小形化されることが新方法開発の拠点である．

他方電波暗室というようなものがミリ波帯でも比較的容易にえられそうに予想されるので，電波ビームの尖鋭化などとも相まって，室内諸モデル実験がミリ波の応用として登場することが想像される付録6．

また測定精度についてはモデル実験の小形化からいわば机上実験的に，電波気象的因子から脱却して精度向上が考えられるし，なお本方法に対してはあらかじめ平坦な金属板（完全反射板とみなせる）を反射面とした基準パターンを作っておき，既述 $(n-1)\lambda_0 d=4h^2$ からきまる"パターン"の電界最小の高さと厳密に比較して精度のチェックができるなど，センチ波帯でかつて実施した 100 m スパンのモデル実験でも到底なしえなかった検討なども添加することができることも注目してよい．

測定例として積雪以外の試料についても求値したが，センチ波帯とかその他の関連比較などが未済であるので別の機会にゆずることにする．

終りに平素御指導と御べんたつを賜わる東京大学岡村総吾先生，種々御討論賜わった同研究室大越孝敬氏他各位に衷心より感謝申上げる．なおミリ波帯高利得受信装置およびエレベータについては防衛大学長谷川教授の格別の御芳情を賜わり，特に製作に当たられた島田理化工業KKならびに斎藤精密機械製作所の献身的努力に負うところが大である．あわせて衷心より感謝申上げる．

なお本研究の一部は文部省科学研究費（各個研究）によったことを付記しておく．

文　　献

(1) 鈴木：電学誌，76，813，p 631，(昭 31-06).
(2) 鈴木：電学誌，77，828，p 1176，(昭 32-09).
(3) 鈴木：信学誌，42，5，p 490，(昭 34-05).
(4) 鈴木他：昭 32 信学全大，104 および昭 34 連大，759.
(5) H.E.J. Neugebauer & M.P. Bachynski : I.R.E.，46，9，p 1619，(Sept. 1958).
(6) J.A. Saxton : W.E.，27，1，p 17，(Jan. 1950).

付録 1．試料厚さに対する基準(3)

β を減衰定数としたとき，図2で $l=1/\beta$ にとった l を積雪層厚さ t に変換すると次式のようになる．

$$t=\left(\frac{\lambda_0}{\pi\sqrt{\varepsilon_1}\tan\delta_1}\right)\sqrt{\frac{\varepsilon_1-\cos^2\varphi}{\varepsilon_1}}$$

文献 (3) に積雪のミリ波帯における t 量を計算表示してある．本測定の試料積雪(湿雪)では文献 (3) 図11の程度に誘電定数が大きいものと考えてよいと思う．

付録 2．$(n-1)\lambda_0 d=4h^2$ の誘導

図1で直接波と反射波との経路差 S および位相差 Φ は，たとえば h_1，h_2' について考えれば，

* 図6で特に $\varphi=22°\sim25°$，で ρ_e 値が一般に低下の傾向を示している．

$$S = \overrightarrow{TO'R'} - \overrightarrow{TR'} \doteqdot \frac{2h_1h_2'}{d}, \quad \Phi = \pi\left(1 + \frac{2S}{\lambda_0}\right)$$

Φ/π が奇数となる h_1（また h_2'）の値は電界強度が最小となる高さで，$2S/\lambda_0=4h_1h_2'/\lambda_0 d$ より本測定方法ではいつでも $h_1=h_2'$ という関係を満足するので，これから首題の式がえられる．

付録 3.　34 Gc/s 帯高利得受信装置

本装置は 34 Gc/s 帯伝ぱんの電力密度測定用として試作されたもので，前掲図 3 および図 7 のように高周

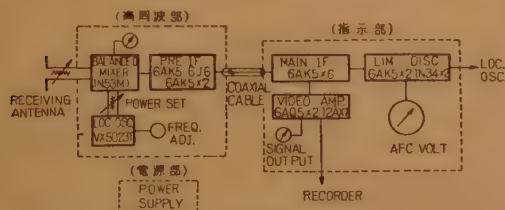



図 7　34 Gc/s 帯高利得受信装置ブロックダイヤグラム
Fig. 7—Block diagram of 34 Gc/s high gain receiving set.

波部，指示部，電源部の 3 体からなり，高周波部のみは屋外の使用にもたえるように完全な防滴性構造になっており，ケーブル類は裏側に接続され，約 17 m の同軸で指示部に導き，調整は指示部でもおこなうことができる．

総合的性能は，

周波数範囲：33.5～36.5 Gc/s
最小受信レベル：−82.5 dBm (1 mW=0 dBm)
出力計：検波出力（直線形，対数形）およびレコーダ出力，記録範囲は約 40 dB
雑音指数：約 26 dB
AFC：電気的追従式
周波数帯域幅：約 3.4 Mc/s (中間周波 30 Mc/s ±1.5 Mc/s)
最大利得：約 95 dB

なお高周波部には平衡変換器（1 N 53 M）を用い，局部発振器としてはクライストロン VX 5023 T を用いている．

付録 4.　J.A. Saxton の理論計算(6)

積雪を氷粒（$\varepsilon_i=3.05$）と空気（$\varepsilon_a=1.0007$）の混合誘電体として比重 0.3 のときに P. Debye の式を用いて計算し，積雪の ε を 1.4 とした．しかも 30～30,000 Mc/s 範囲でこの値はかわらないものとして，この $\varepsilon=1.4$ をフレネルの反射係数式にいれて，入射角 φ に対する反射係数を刻明に計算表示してある．

付録 5.　ミリ波帯における水の複素誘電率

J.A. Saxton のデータによれば，温度 20°C における蒸留水の複素誘電率は，

センチ波帯(λ_0=3 cm)では 65-j 30，
ミリ波帯(λ_0=0.86 cm)では 18-j 28 程度である．

付録 6.　ミリ波帯の縮少模形実験

最近センチ波帯（λ_0=1.25 cm）を利用して送受スパン約 5 m で Smooth Cylindrical Mountain による電波回折に関するモデル実験が発表されており(5)，近くミリ波帯におけるものも現出する気運にある．

（昭和 35 年 7 月 27 日受付）

UDC 621.375 : 621.391.822

増幅器の低利得段の雑音指数とその測定について*

正員　滑　川　敏　彦　（神戸大学工学部）

要約　受信機または増幅器の雑音指数についてはよく知られていて，通常その初段に着目して設計測定が行なわれる．しかし広帯域増幅器のように低利得の増幅段で構成されている場合は，単に初段の雑音指数だけではなくて，その段の利得を含めて全体の雑音指数への寄与を考えなければならない．筆者はこの見地から反復雑音指数なる量を使うことをここに提案した．また，この反復雑音指数の測定法についても新しい工夫が述べてある．

1.　は し が き

通信系に雑音があれば伝達される情報量は減少する．そこで受信機または増幅器に対しては内部雑音が少ないことが望まれる．内部雑音はガウス雑音であると見てよく，その大きさは雑音指数 F で表示されるこ

* On the Noise Figure of Low Gain Stages of Amplifiers and its Measurements. By TOSHIHIKO NAMEKAWA, Member (Faculty of Engineering, Kobe University, Kobe). [論文番号 3260]

とは周知の通りである．雑音指数Fは受信機または増幅器の実在の雑音出力と入力端子の熱雑音だけによる雑音出力との比として定義される．

$$F=\frac{N_0}{GkT\Delta f} \qquad (1)$$

ここで，N_0 は有能雑音出力，G は有能利得，k はボルツマン常数，T は室温温度，Δf は雑音等価帯域幅である．この雑音指数とその測定法については既に多くの論文が出ているが，新しいものでは今年発表されたI.R.E. Standard[1] がある．

受信機または増幅器は充分な利得を得るために通常数段の縦続接続で構成されている．このようなときには初段の利得が充分大きければ系全体の雑音指数Fは初段の雑音指数 F_1 だけで近似できるけれども正確には次式で計算される．

$$F=F_1+\frac{1}{G_1}(F_2-1) \qquad (2)$$

ここで G_1 は初段の有能利得，F_2 は次段以降全部を含めた段の雑音指数である．受信機または増幅器の設計に際しては F, F_1, F_2 を分離測定する必要が生じる．このような場合には初段を能動にしたときと受動にしたときとの出力雑音電力の比Yを利用すると便利である．このY係数法は以前から知られていたが，最近岡島氏[2]によってこの方法が F_1 の測定に対して精度のよい測定法になることが指摘されている．

さて，低利得段で構成されている増幅器についてはその増幅段の設計ということになると雑音指数を低くするだけでは駄目であることは式 (2) からも明らかである（極端な例をあげると雑音指数が 0 dB の回路は無損失素子によって容易に構成できる．しかし利得が1であると，この回路は前置増幅段としては意味がない）．そこで低利得段の設計の良否を判定するには従来の単なる雑音指数では不充分であって，利得も陽の形ではいるような指数を決めておいた方が便利である．

いま，総合雑音指数を最低にする目的で設計された増幅器では，初段が最良の構造ならば次段も，次々段以下もそれと同一構造で続かなければならない．この立場から考察して，反復パラメータとして一つの増幅段に固有な反復雑音指数が得られる．もちろん個々の場合について総合雑音指数を計算することは常に可能であり従来から行なわれているけれども，F_I を使う方がより一般的であって，簡単に見通しが得られるはずである．この反復雑音指数 F_I は利得をも含んだ形であって，一つの増幅段について，理論的にはこの値を最小にするように設計すればよいことが本文で明らかにされている．広帯域増幅器のように低利得段の反復構造から構成されている増幅器の設計に対しては本文で定義された反復雑音指数の概念は特に有用であると考えられる．なお，この反復雑音指数は交換比較の立場から考えられたHausの雑音測度 (Noise Measure) と結果的には同じような形式を持っている．

以下本文においては上に述べた反復雑音指数とその測定法について基礎的な考察を進める．

2. 反復雑音指数について

一般にn段が縦続接続された多段増幅器についてその総合雑音指数F_Nを計算すると次式が得られる．

$$F_N=F_1+\frac{F_2-1}{G_1}+\frac{F_3-1}{G_1G_2}+\cdots+\frac{F_n-1}{G_1\cdots G_{n-1}} \qquad (3)$$

ただし，$F_1, F_2\cdots F_n$は各段の雑音指数，$G_1, G_2\cdots G_n$は各段の有能利得である．また本文で扱う雑音指数は周波数帯域 Δf 内でのいわゆる単一周波数雑音指数であるとする．なお，F_1 は信号源の内部インピーダンスの，$F_2, F_3, \cdots F_n$ はそれぞれ各増幅段の前段の出力インピーダンスの関数であることに注意せねばならない．

いま，ここで各段が同一の構造を持ち，雑音指数も同一になると仮定すると式 (3) から直ちに次式が得られる．

$$F_N=1+\frac{F-1}{1-\frac{1}{G}}\left(1-\frac{1}{G^n}\right) \qquad (4)$$

ただし，F, G, は単一段の雑音指数と利得である．実際の増幅器では各段が全部同一構造の構成になっていない場合が多いが，その場合でも総合雑音指数の最良値の理論的限界はここで述べているような考え方から求められるのである．式 (4) から F_N と F の関係がGによってどのように変化するかを求めたのが図1である．図1の縦軸は $(F-1)/(F_N-1)$ に取ってある．パラメータとしての段数 n は 2,3,5,10 になっている．1段当たりの利得が 10 dB 以下になると F と F_N の間に差異がでてくることが図から判明する．

通常は $G>1$ であるから段数 n が無限大にあるとしたときの式 (4) の極限値は次式で与えられる．

$$F_\infty=1+\frac{F-1}{1-\frac{1}{G}} \qquad (5)$$

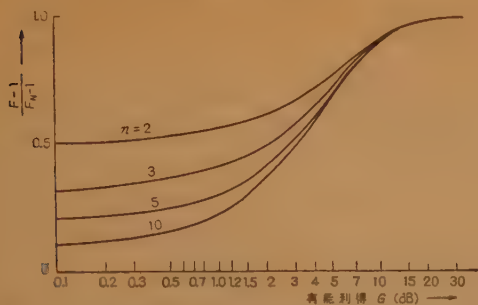



図1　総合雑音指数 F_N と単一段の雑音指数 F との関係
Fig. 1—Relation between total noise figure and single noise figure.

ここで $G^n \gg 1$，になる程度の充分大きな段数 n または利得 G に対してはつぎの近似式が成立する．

$$F_N \approx 1+\frac{F-1}{1-\dfrac{1}{G}}=F_\infty \qquad (6)$$

式 (4) と式 (5) とから式 (6) の近似がどの程度に成立するかを計算すると図2のようになる．図の縦軸は

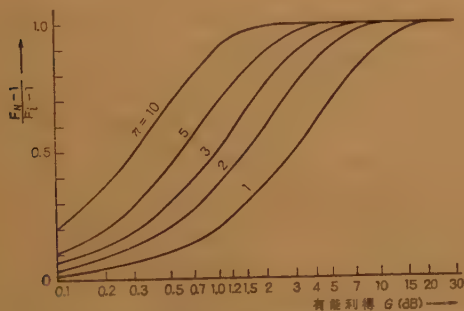



図2　総合雑音指数 F_N と反復雑音指数 F_i との関係
Fig. 2—Relation between total noise figure and iterative noise figure.

$(F_N-1)/(F_\infty-1)$ で横軸は 1 段当たりの利得 G である．図から段数 n が 10 以上あれば 1 dB 以上の利得に対してこれは良い近似であることがわかる．もちろん利得が 10 dB 以上あれば段数 n いかんにかかわらず近似できる．

理論的には無限個の同一構造の増幅器を縦続接続にしてあれば，任意の位置にある段から右を見たときの雑音指数はその位置いかんにかかわらず常に F_∞ にならなければならない．この意味で以下においては F_∞ の値を反復雑音指数 F_i と呼ぶことにする．

$$F_i=1+\frac{F-1}{1-\dfrac{1}{G}} \qquad (7)$$

また，反復雑音指数は一度式 (7) のように定義されると構成素子であるところの単一段の増幅段に固有な量になることに注意する必要がある．

反復雑音指数を最小値にするように増幅段を設計すると，これで構成された増幅器の総合雑音指数は最小値を取ることは明らかである．もし，このような理想的に設計された増幅器の中の一段でも，他の構造の段が混在していれば，総合雑音指数は必ずもとより悪くなる．この証明は，付録にあげておいたから参照されたい．

なおまた，$F_i-1 \equiv M$ と定義すると，

$$M=\frac{F-1}{1-\dfrac{1}{G}} \qquad (8)$$

が得られる．Haus 等は[3],[4] 交換比較の立場から雑音指数を考察して式 (8) の M を雑音測度 (Noise Measure) として使用することを提案し，一般的な回路網変換における M の値の理論計算を行なっている．本文で定義された反復雑音指数と Haus の提案した雑音測度とは共通の項を含み，ほぼ同一の内容のものである．反復雑音指数の具体的な回路についての計算は別の機会にゆずって，ここでは F_i の意味について簡単な説明をつけ加えたい．

F_i は式 (7) から定義されるが，$G>1$ がその成立条件であった．通常増幅器としては各段の利得は 1 以上あるのは当然であるからこれは問題ないはずである．がしかし，念のため $G=1$ の場合を考えてみると，これは各段の入出力端子を直接に短絡して結んだ形であり，各段の雑音指数 F は 1 に等しく，このとき反復雑音指数 F_i もまた 1 になることは明らかである．LC から成る無損失のフィルタ回路に置き換えても同じことがいえる．$G<1$ のときは無限個数の段を通った後では入力から入った成分は減衰して出力では零になるが，実在の雑音出力は必ず $kT\Delta f$ よりも大きくて有限の値を持つからこの場合は F_i は無限大になる．

1 段当たりの利得 G が 1 に比べて充分大きいときは $F_i \approx F$ になるので，反復雑音指数の考え方は実用上従来の単なる雑音指数の考え方と同じになる．しかし 1 段当たりの利得が低い場合には本文でいう反復雑音指数の概念が有用である．従来は単に式 (2) から，1 段目の利得が低いときは 2 段目以降の雑音を考えに入れなければならないというだけの表現しかされなかったのであったが，本文では上述のように単なる雑音指数だけでなく，その段の利得をも含んだ関数である反復雑音指数に着目して，この値を最少にするように増幅段の設計を進めなければならないことを証明したの

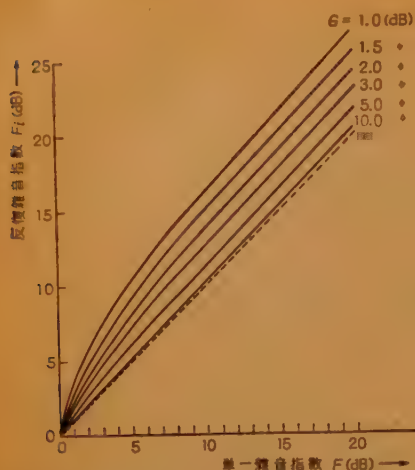



図3　反復雑音指数 F_i と単一雑音指数 F との関係
Fig. 3—Relation between iterative noise figure and single noise figure.

である．図3に式(7)から計算した F_i と F の関係が書いてある．この図から1段当たりの利得が10倍程度以下ならば反復雑音指数 F_i は通常の雑音指数 F と異なってくるから，設計に当たっては反復雑音指数を考慮せねばならないことがわかる．

3．反復雑音指数の測定

増幅器または受信機が同一構造の多数の段から構成されているときは（多少違った構造の段を含む場合でも本論に準じて考えてよい）単一段，特に初段の設計においては反復雑音指数を最小にするような設計をしなければならないことは上に述べた通りである．増幅段の設計に際しては反復雑音指数は理論的にも計算できるけれども実測する必要性は当然生じてくる．ここでは反復雑音指数を測定する問題を考えてゆく．

いま同一構造の多数段を得てこれを縦続接続して，その総合雑音指数 F_N を測定すればほぼ F_i に等しい値を測定したことになる．どれだけ F_i に近い値になるかは図2から容易にわかる．

実際の最良設計を求めるための測定であれば，単一段だけを用意してその設計を変えながらその反復雑音指数を測定する方がより便利である．このような場合の測定法には大きく分けてつぎの2つが考えられる．

（i）間　接　法

反復雑音指数は式(7)で定義されているから，1段目に被測定段を置いて，この段の雑音指数 F と利得 G とを測定して式(7)に代入すれば求めることができるのは明らかである．これらの値を測定するには周知の信号発生器法または標準雑音源法を利用すればよい．F については岡島氏の方法[2]にあるように Y 係数を利用すれば正確な測定ができる．F と G とをわけて測定しておかねばならないのがこの間接法の厄介な点になる．

（ii）直　接　法

与えられたある増幅段の反復雑音指数を直接測定するには種々の方法があると思われるが，ここでは以下に述べるような標準雑音源を使った測定法を提案することにする．

測定は図4のような結線の回路で行なわれる．

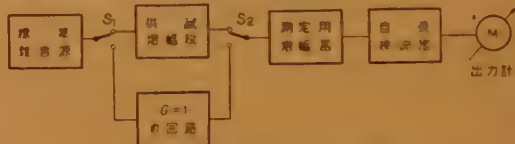



図4　反復雑音指数の測定回路
Fig. 4—Circuit diagram for measuring iterative noise figure (or noise measure)

最初は，図4において切換器 S_1, S_2 は供試増幅段が挿入された位置にあるものとする．ここでいま，標準雑音源が断の状態にあるとすると，供試増幅器からの雑音出力は $FGkT\Delta f$ である．この雑音出力は測定用増幅器で増幅され，2乗検波器の出力に指示される．測定用増幅器からも雑音が発生されているから，それによる出力計のふれを K，測定部の感度を A とすると出力計のふれ M_1 は次式で与えられる．

$$M_1 = AFGkT\Delta f + K \qquad (9)$$

ここで標準雑音源を動作させ N_s の大きさの雑音出力を発生させるとこのときの出力計のふれ M_2 は次式に与えられる大きさになることは明らかである．

$$M_2 = AN_sG + AFGkT\Delta f + K \qquad (10)$$

つぎに，S_1, S_2 を切り換えて供試増幅段の代わりに $G=1$ になる回路を挿入する．この操作は供試増幅器の入出力端子を短絡することに当たると見てもよい．このときの出力計のふれ M_3 は上述の場合と同じ考え方で次式のように得られる．

$$M_3 = AN_s + AkT\Delta f + K \qquad (11)$$

ここで再び標準雑音源を断にしたときは，その出力計のふれ M_4 は明らかに

$$M_4 = AkT\Delta f + K \qquad (12)$$

となる．

そこで

$$\frac{(M_2 - M_1) - (M_3 - M_4)}{M_1 - M_4} = m \qquad (13)$$

とおくと式 (9)(10)(11)(12) から

$$m=\frac{G-1}{FG-1}\frac{N_s}{kT\varDelta f} \tag{14}$$

となり，測定用増幅器の感度Aおよびその内部雑音Kが消去される．

反復雑音指数の定義式 (7) を変形すると

$$F_i=1+\frac{FG-G}{G-1}=\frac{FG-1}{G-1} \tag{15}$$

となり，この式 (15) と式 (14) とから F_i は次式のように求められる．

$$F_i=\frac{1}{m}\frac{N_s}{kT\varDelta f} \tag{16}$$

標準雑音源の出力 N_s は通常 $kT\varDelta f$ を基準にして目盛られていることが多い．そのよみを t とすると $N_s=tkT\varDelta f$ になるから (t は等価雑音温度比である)，式 (16) は

$$F_i=\frac{t}{m} \tag{17}$$

となり，反復雑音指数が供試増幅段についての直接測定から簡単な関係で得られたことになる．特に m が 1 になるように標準雑音源の出力を加減できるときはこのときの標準雑音源の出力のよみはそのまま反復雑音指数になるから，直接に標準雑音源に F_i の目盛を入れておくこともできるから非常に簡単な測定器が得られる．

ここで述べた方法は式 (8) で示される Haus の提案した雑音測度の測法としても利用できることは説明を要しない*．

ここで提案した筆者の反復指数の測定法は，従来の普通の雑音指数の測定に使われた方法と同じ精神で考えた方法であるが，直接に式 (7) で定義された反復雑音指数が測定できる新しい方法である点にその特長がある．

4. むすび

本文では一段当たりの利得Gが比較的低い場合の低雑音増幅器について考察を進め，このような増幅器の設計に有用な反復雑音指数の概念を導入した．また，この反復雑音指数を直接に測定する簡単な方法を新しく提案した．

各段の構造が異なる場合への本理論の延長，具体的な設計例，測定例にまでは言及できなかったが，いずれ機会を改めて論じることにしたい．

終りに当たり筆者の雑音に関する研究について終始御指導いただいている大阪大学青柳教授と平常御べんたついただいている神戸大学藤沢教授に深い謝意を表する次第である．また計算，図面作成には大阪大学奥野助手と学生の武部君の協力を得たことを付記する．

* このことは MIT の H.A. Haus からの私信によっても確認されている．

文献

(1) H.A. Haus & Others: "I.R.E. standards on methods of measuring noise in linear two-ports", I.R.E., 48, 1, p 60, (Jan. 1960).
(2) 岡島 徹: "受信機初段の雑音指数の新測定法", 信学誌, 45, 6, p 695, (昭 35-06).
(3) H.A. Haus & R.B. Adler: "Optimum noise performance of linear amplifiers", I.R.E., 46, 8, p 1517, (Aug. 1958).
(4) H.A. Haus & R.B. Adler: "Circuit theory of linear noisy networks", Chapt. 1, Technology Press of M.I.T. (1959).

付録

いま反復雑音指数 F_i が最小になるように設計された増幅器があるとする．その増幅器の第n段目をもとと異なる雑音指数 F_n，異なる利得 G_n を持つ増幅段に入れ換えた場合は必ずもとの増幅系よりは総合雑音指数は劣化する．このことの証明は第n段目を入れ換えた場合と，第 $(n+1)$ 段目を同様に入れ換えた場合との総合雑音指数の比較をすることから始めると容易である．前者を F_i'，後者を F_i'' とすると，

$$F_i'=1+(F-1)+\frac{F-1}{G}+\frac{F-1}{G^2}+\cdots+\frac{F_n-1}{G^{n-1}}+\frac{F-1}{G^n}\frac{G}{G_n}+\frac{F-1}{G^{n+1}}\frac{G}{G_n}+\cdots \tag{A 1}$$

$$F_i''=1+(F-1)+\frac{F-1}{G}+\frac{F-1}{G^2}+\cdots+\frac{F-1}{G^{n-1}}+\frac{F_n-1}{G^n}+\frac{F-1}{G^{n+1}}\frac{G}{G_n}+\cdots \tag{A 2}$$

$$F_i'-F_i''=\frac{F_n-1}{G^{n-1}}-\frac{F-1}{G^{n-1}}+\frac{F-1}{G^{n-1}G_n}-\frac{F_n-1}{G^n}$$

$$\therefore\ F_i'-F_i''=\frac{1}{G^{n-1}}\left\{(F_n-1)\left(1-\frac{1}{G}\right)-(F-1)\left(1-\frac{1}{G_n}\right)\right\} \tag{A 3}$$

明らかに，$F>1$，$G>1$ であるから反復雑音指数を最小になるように設計してあれば，

$$\frac{F_n-1}{1-\dfrac{1}{G_n}} > \frac{F-1}{1-\dfrac{1}{G}} \qquad \text{(A 4)}$$

となるから式（A 3）においては，$F_i' > F_i''$ となる．つまり，反復雑音指数 F_i が最小値をとる設計と異なる設計の段を n 段目に含んでいるならば，その増幅器の総合雑音指数は，そのような段を $(n+1)$ 段目に含む増幅器の雑音指数よりも大きくなる．この論理を逐次繰返していくと，一般に反復雑音指数 F_i を最小にするような各段で構成された増幅器の総合雑音指数が理論的に得られる最小雑音指数であることが証明できる．

（昭和 35 年 8 月 1 日受付）

UDC 621.317.733.011.5.087.6

誘電体損失角周波数特性自動記録装置について*

正員 三 枝 武 男

（防 衛 大 学 校）

要約 コンデンサを含む誘電体部品が通信用として広く使用されつゝあるが，この電気的性質を知るのに誘電正接の値が重要な意義を持ち，これを容易に且つ精度良く測定することは強く望まれる．さらに精度は幾分ぎせいにしても周波数特性が短時間に記録または直視できれば種々好都合である．記録計法の数は多いが誘電体損失角等の自動記録装置はほとんどなく，筆者がすでに発表した位相比較法による数種のうち零位相弁別器を用いた簡易測定法で，試料に並列に入れた C_1R_1 移相器で試料に直列に入れた抵抗 R_2 との間の位相差を検出し，位相計の指針の振れ角を角度自動追従装置の入力に伝えこの値でサーボモータを動作させて制御量を入力に帰還する．この動きを R_1 および記録計の Y 軸に伝え，X 軸を掃引発振器の速度と同期させて自動記録させる方式につき，原理・誤差・実験的検討等について述べ，本方式が回路構成容易（電圧振幅および平衡回路の両特性は必ずしも等しい必要がない），測定簡易（R_1 を制御するだけで記録可能）で割合精度高く（Mc 帯以下の周波数帯域で確度 1×10^{-3} 前後）広帯域（広帯域用位相計回路を使うと 5 Mc 位までの測定可能）にも向く等のことを検討した．

1. 序 言

誘電体関係の部品が通信用として広く使用されており，この電気的性質を知るのに誘電正接の測定が重要な意義を持つことは論をまたない．昨今誘電材料の進歩とともにその損失角の測定についても測定角度の向上，測定の簡易化，広帯域化等が要求され，筆者等は従来の取扱面どうなブリッジ法や精度の幾分落ちる共振法に対し，上記の事項をともに考慮した測定法として試料に並列に入れた CR 移相器を用いて，負荷電流に比例する電流分を与える素子（たとえば負荷に直列に入れた抵抗素子）との間の位相比較することのみで，この移相器上の目盛から損失角を直読する方法の数案につき種々研究を進めて来た．このうち精密測定に向く方法[1]と簡易測定法[2]が代表的であったが，後者の零位相検出器の出力を位相計[3]としてメータに入れ，メータの指針の振れ角を自動追従制御装置に伝えサーボモータにより帰還して移相器の自動制御を行ない，これと直結した自動記録器により周波数特性を記録する方式で掃引発振器との間に同期をとって行なう．すなわち位相比較のみで誘電正接の周波数特性を自動記録させる一方式について tan δ 測定法としての誤差の検討から自動記録装置としてのサーボメカニズムの検討を行ない，本方式が①電圧振幅の比較は必ずしも等しい必要がなく②平衡点検出回路の両特性も必ずしも等しい必要がなく，③測定簡易で④割合精度高く⑤広帯域[4]にも向く誘電体損失角の周波数特性自動記録計器として，使用可能である等のことを検討したので，これらについて以下報告する．

* A Automatic Recording Device of Frequency Characteristics for Dielectric Loss Angle. By TAKEO SAEGUSA, Member (Department of Electrical Engineering, Defense Academy, Yokosuka). [論文番号 3261]

2. 使用した誘電体損失角測定法について

2.1 位相比較法による誘電正接直読法の原理

図 1 は既に発表した精密測定法[1]等において，試料に直列に入れた試料電流分取出用抵抗 R_2 端と電圧分取出用 C_1・R_1 移相器の R_1 端電圧の位相を R_2・R_1 の調整で同相

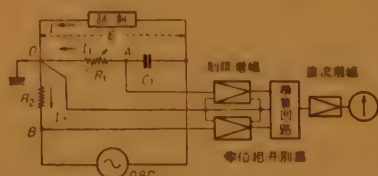



図 1 位相比較法による tan δ 直読の原理図

Fig. 1—Schematic diagram of tan δ-direct-reading method by phase comparison.

としたとき $\dot{I}_1$ と $\dot{I}_2$ は同相となり R_1 の値がそのときの $\tan\delta=\omega C_1R_1$ に比例することから R_1 で $\tan\delta$ を直読した（この場合A点B点の電圧は0点を基準に180° の位相差となる）.

この操作を簡易化するため，位相差検出回路（平衡点検出回路）に振幅制限器を設け，移相器の抵抗を調整するだけで誘電正接を直読する方式で，A点・B点の電圧の振幅を制限増幅器の制限電圧を十分超える程度に増幅しておけば R_2 の調整は必要としない.

構成した装置は入力許容範囲 1～100 V の制限増幅器を通してから矩形波に変形した後ゲーテッドビーム管で位相弁別する方式で，この検出回路の動作所要入力電圧を得るために利得 60 dB の増幅器を検出回路の前に設け，さらに位相弁別した出力を直流増幅して検出感度を高めた．精密測定法(差動増幅回路使用法)の場合の測定結果と比較のため，同一試料同一条件において種々測定を行なった結果，測定点は同一の検出が得られ全般に読取り精度がわずか低下する程度で簡易測定法としては割合高精度の実測ができた（1×10^{-4} 程度の読取り精度）．本測定法では検出器の入力は等しい必要がなく，構成が割合容易で調整が1か所のみで簡単に割合高精度の誘電正接測定ができる.

2.2　位相比較法の誤差の検討

原理図において各素子を

$$\left.\begin{aligned}\dot{Z}&=r+jX, & \dot{Z}_2&=R_2+jX_2\\ \dot{Z}_c&=R_c+jX_c, & \dot{Z}_1&=R_1+jX_1\end{aligned}\right\}\qquad(1)$$

として図2のようにおき，検出器Dの入力インピーダンスが測定器回路の各インピーダンスに対して極めて高くその影響は無視できるゆえ，$\dot{Z}_1,\dot{Z}_c$ には同一電流 $\dot{I}_1$ が流れると考えられる．調整時の平衡状態，すなわち各電流 $\dot{I},\dot{I}_1,\dot{I}_2$ が同相の場合，試料の端子電圧 $\dot{E}$ を基準に各ベクトル関係を図示すると図3(a)のようになる．$\dot{I}_2\dot{Z}_2$ と $\dot{I}_1\dot{Z}_1$ の二つの電圧ベクトルの位相を比較することになるが，基準ベクトル $\dot{E}$ に対する各電流電圧ベクトルの位相角をそれぞれ $\angle\dot{I}_1$・$\angle\dot{I}_2$・$\angle\dot{I}_1\dot{Z}_1$・$\angle\dot{I}_2\dot{Z}_2$ で表わすと

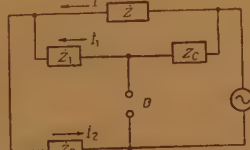



図2　インピーダンス素子の配置
Fig. 2—Arrangement of impedance elements.

$$\angle\dot{I}_1=\angle\dot{I}_2\qquad(2)$$

で，かつ

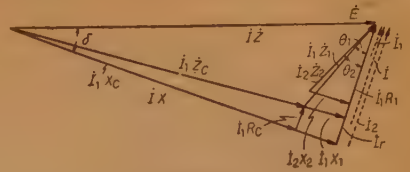
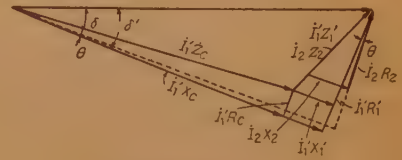
$$\angle\dot{I}_1\dot{Z}_1=\angle\dot{I}_2\dot{Z}_2\qquad(3)$$

(a)　電流同相時のベクトル図

(b)　実際の調整時のベクトル図

図3　ベクトル図
Fig. 3—Vector diagram.

の場合に誤差はない.

いま $\angle\dot{I}_1\dot{Z}_1\fallingdotseq\angle\dot{I}_2\dot{Z}_2$ のときを考えるに，この部分のみを取出して調整時のベクトル図を図3(b)に示す.

真の損失角は

$$\tan\delta=\frac{r}{X}=\frac{R_c+R_1}{X_c+X_1}\qquad(4)$$

で Z_1 を調整して $\angle\dot{I}_1\dot{Z}_1=\angle\dot{I}_2\dot{Z}_2$ にした場合 R_1 は R_1' に R_2 は R_2' に変わり(電流も I_1 が I_1' に変わる)，R_1' の読みで $\tan\delta$ を読むことになる．すなわち，このときの損失角は

$$\tan\delta'=R_1'/X_c\qquad(5)$$

で誤差 ε は

$$\varepsilon=\tan\delta'-\tan\delta\qquad(6)$$

であるが図3(b)において

$$\frac{R_1'+R_c}{X_c+X_1'}=\tan(\delta+\theta)=\frac{\tan\delta+\tan\theta}{1-\tan\delta\tan\theta}$$

ゆえに

$$\tan\delta=\frac{(R_1'+R_c/X_c+X_1')-\tan\theta}{1+(R_1'+R_c/X_c+X_1')\tan\theta}\qquad(7)$$

しかるに

$$\tan\theta=\tan(\theta_2-\theta_1)=\frac{\tan\theta_2-\tan\theta_1}{1+\tan\theta_2\tan\theta_1}$$

であるから，これを式(7)に代入し誤差の式を求めると

$$\varepsilon=\frac{R_1'}{X_c}-\frac{\left(\dfrac{R_1'+R_c}{X_c+X_1'}\right)-\left[\left(\dfrac{X_2}{R_2}-\dfrac{X_1'}{R_1'}\right)\Big/\left\{1+\left(\dfrac{X_2X_1'}{R_2R_1'}\right)\right\}\right]}{1+\left(\dfrac{R_1'+R_c}{X_c+X_1'}\right)\left(\dfrac{X_2}{R_2}-\dfrac{X_1'}{R_1'}\right)\Big/\left\{1+\left(\dfrac{X_2X_1'}{R_2R_1'}\right)\right\}}\qquad(8)$$

が得られる.

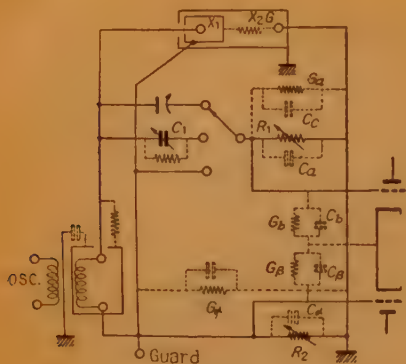



図4　実際の回路図
Fig. 4—The circuit.

Z_c, Z_1, Z_2 に無損失コンデンサ，純抵抗を用いるのが理想的でこの場合は $R_c=0$, $X_1'=0$ であるが実際には R_c・X_1'・X_2 は厳密には 0 ではないから図4のように実際の配線ならびに構造上考えられる誤差を検討してみる．

それらの損失はつぎのようなものである．

（1） R_2 に並列に入る損失

（a） Guard-X_{2G} 間の損失 ｝Guard-大地間
（b） 変成器(二次側)の損失 ｝の損失
（c） 真空管（検出回路）の入力アドミタンスによるもの

（2） X_1 端子-Guard 間の損失

入力変成器に並列となるが試料の端子電圧を基準に考えるから，これは誤差とはならぬ．

（2′） X_1 端子-X_{2G} 端子間は必ず Guard が入り直接結ばれることはないから，試料接続端子間の損失は無視しうる程度小と考えられる．

（3） C_1 に入る損失（スチコンの損失）

標準蓄電器として，吟味した大容量空気蓄電器をつかうと無視しうる程度小と考えられる．

（4） R_1 に入る損失

（a） ロータリ・スイッチ（タイト製）の損失
（b） 真空管（検出回路）の入力アドミタンスによるもの

以上の損失は誤差原因になるが，結局問題になる R_2・R_1 における誤差を検討すればよいことになる．

図5　R_2 端子における等価回路
Fig. 5—Equivalent circuit at the terminals of R_2.

R_2・R_1 の部分における等価回路は，それぞれ図5(a)のように示され，真空管の入力コンダクタンス G_β・G_b，真空管のもつ入力容量 C_β・C_b とし，G_a・G_a をガード大地間およびロータリ・スイッチのコンダクタンス，C_a・C_a・C_c を R_2 の容量・R_1 のもつ容量・ロータリ・スイッチの容量とすると，これらを含む両端子の位相比較をすることになる．

$$G_B=G_b+G_\beta,\quad G_A=G_a+G_b \qquad (9)$$

$$C_B=C_a+C_\beta,\quad C_A=C_a+C_b+C_c \qquad (10)$$

とおき，これをさらに図(b)のように表わすと，それぞれの合成アドミタンスは

$$\dot{Y}_2=\left(\frac{R_2}{R_2^2+\omega^2L_2^2}+\frac{r_B}{r_B^2+1/\omega^2C_B^2}\right)+j\left(\frac{\omega L_2}{R_2^2+\omega^2L_2^2}-\frac{1/\omega C_B}{r_B^2+1/\omega^2C_B^2}\right) \qquad (11\text{-a})$$

$$\dot{Y}_1=\left(\frac{R_1}{R_1^2+\omega^2L_1^2}+\frac{r_A}{r_A^2+1/\omega^2C_A^2}\right)+j\left(\frac{\omega L_1}{R_1^2+\omega^2L_1^2}-\frac{1/\omega C_A}{r_A^2+1/\omega^2C_A^2}\right) \qquad (11\text{-b})$$

すなわち $\dot{Y}_2$ について

$$\left.\begin{aligned}&\text{抵抗分}\quad R=R_2(r_B^2+1/\omega^2C_B^2)+r_B(R_2^2+\omega^2L_2^2)\\&\text{リアクタンス分}\quad X=\omega L_2(r_B^2+1/\omega^2C_B^2)-1/\omega C_B(R_2^2+\omega^2L_2^2)\end{aligned}\right\} \qquad (12)$$

となるが，これらは実効抵抗 R_e，実効リアクタンス X_e で考えるべきであるから

$$\left.\begin{aligned}&R_e=R/(1-\omega^2LC)^2+(\omega CR)^2\\&X_e=\frac{\omega\{L(1-\omega^2LC)-(CR^2)\}}{(1-\omega^2LC)^2+(\omega CR)^2}\end{aligned}\right\} \qquad (13)$$

で示される．

本測定器の確度を厳選した標準コンデンサ Z_c の損失を最高 $\tan\delta=5\times10^{-6}$ まで考え，これを基準にすると式(8)中の Z_1・Z_2 に対しては式(11)中の抵抗分およびリアクタンス分を式(13)のようにおいて式(8)に入れると式(8)中の $(X_2/R_2)-(X_1'/R_1')$ および $(R_1'+R_c)/(X_c+X_1')$ は

$$\frac{X_2}{R_2}-\frac{X_1'}{R_1'}=\frac{\omega L_2(r_B^2+1/\omega^2C_B^2)-1/\omega C_B(R_2^2+\omega^2L_2^2)}{R_2(r_B^2+1/\omega^2C_B^2)+r_B(R_2^2+\omega^2L_2^2)}-\frac{\omega L_1'(r_A^2+1/\omega^2C'^2_A)-1/\omega C'_A(R_1'^2+\omega^2L_1'^2)}{R_1'(r_A^2+1/\omega^2C'^2_A)+r_A(R_1'^2+\omega^2L_1'^2)} \qquad (14)$$

$$\frac{R_1'+R_c}{X_c+X_1'}=\frac{[\{R_1'(r_A{}^2+1/\omega^2C_A{}'^2)+}{X_c+[\{\omega L_1'(r_A{}^2+1/\omega^2C_A{}'^2)}$$

$$\cdot\frac{r_A(R_1{}'^2+\omega^2L_1{}'^2)\}/\{(1-\omega^2L_1'C_A')^2}{-1/\omega C_A'(R_1{}'^2+\omega^2L_1{}'^2)\}/}$$

$$\cdot\frac{+(\omega C_A'R_1')^2\}]+RC}{\{(1-\omega^2L_1'C_A')^2+(\omega C_A'R_1')^2\}]}\quad(15)$$

となり式 (8)，式 (14)，式 (15) より誤差の厳密な数値計算を行なうことができる．

つぎに上記の式は複雑なので実用的な近似式を求めるに，標準コンデンサ Z_c の損失を本測定器の誤差と考えると，G_b と G_β および C_b と C_β は入力アドミタンスの少ない双三極管等を用いればインピーダンスの影響はほとんどなく，かつ平衡回路なのでそれぞれは打消されるようにはたらき，その影響はさらに少なく実質上問題にならぬほど小さいと考えられ，また，G_α, G_a についても構造・絶縁材料等を考慮することにより，その影響をなくし得る．

この場合式 (14) (15) 中の $r_A\cdot r_B$ は0とおけるゆえ

$$\left(\frac{X_2}{R_2}-\frac{X_1'}{R_1'}\right)=\frac{\omega\{L_2(1-\omega^2L_2C_B)-(C_BR_2{}^2)\}}{R_2}-\frac{\omega\{L_1'(1-\omega^2L_1'C_A')-(C_A'R_1{}'^2)\}}{R_1'}\quad(16)$$

$$\left(\frac{R_1'+R_c}{X_c+X_1'}\right)=\frac{\{R_1'/(1-\omega^2L_1'C_A')^2}{X_c+\omega\{L_1'(1-\omega^2L_1'C_A')}$$

$$\frac{+(\omega C_A'R_1')^2\}+R_c}{-(C_A'R_1{}'^2)\}/\{(1-\omega^2L_1'C_A')^2+(\omega C_A'R_1')^2}\quad(17)$$

となる．

R_1', R^2 に厳選された抵抗素子を用いた場合

$$\left.\begin{aligned}&(X_2/R_2)\cdot(X_1'/R_1')\ll 1\\&\left(\frac{R_1'+R_c}{X_c+X_1'}\right)\left(\frac{X_2}{R_2}-\frac{X_1'}{R_1'}\right)\ll 1\end{aligned}\right\}\quad(18)$$

で許容誤差以下であるゆえにこれらは省略できる．

ゆえに式 (8) は近似式として

$$\varepsilon\doteqdot\frac{R_1'}{X_c}-\left(\frac{R_1'+R_c}{X_c+X_1'}\right)-\left(\frac{X_2}{R_2}-\frac{X_1'}{R_1'}\right)\quad(19)$$

で表わせる．

すなわち誤差は $R_c=0$ の場合式 (8) の第3項で大体決まることがわかる．第3項に対しては主として $R_2\cdot R_1$ 抵抗素子のリアクタンス含有率の差できまるので，それぞれの値が小さくしかも同程度であることが望ましい．

第3項以外の項については $R_c=0$ の場合

$$\frac{R_1'+R_c}{X_c+X_1'}\geq\frac{R_1'}{X_c}\quad(20)$$

の範囲で $(R_1'/X_c)\gg(R_c/X_c)$ では式 (20) の両辺はほとんど等しいと考えられ，やはり誤差は第3項のみできまるが，R_1'/X_c が R_c/X_c に近づいてくるにしたがいその影響があらわれ，たとえば $(R_1'/X_c)=(R_c/X_c)$ の場合式 (17) の左辺は X_1' は X_c に対しては無視できるから $(R_1'+R_c)/(X_c+X_1')\doteqdot 2R_c/X_c$ となり $(R_1'/X_c)-(R_1'+R_c)/(X_c+X_1')\doteqdot -R_c/X_c$ の誤差が加わることになるが，低周波における場合等で標準コンデンサの損失程度の誤差を問題にする高確度の場合以外は，影響しないことがわかる．

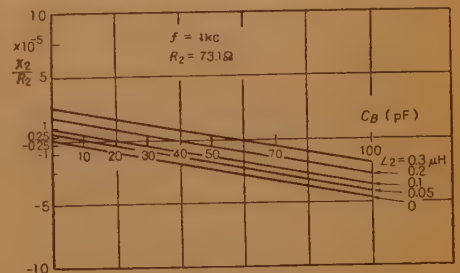
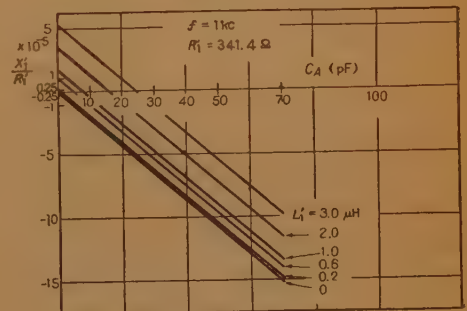
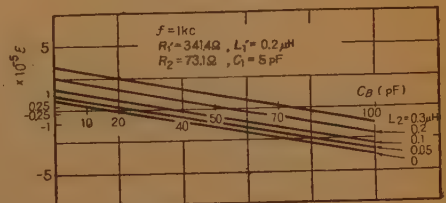
たとえば本試作装置を用いて 0.1 μF のペーパ・コンデンサを試料として $f=1$ kc において測定すると，

(a) $\frac{X_2}{R_2}$ と C_B の関係

(b) $\frac{X_1'}{R_1'}$ と C_A の関係

(c) 位相比較法による tan δ の誤差特性

図6　誤差に関する各特性（計算値）

Fig. 6—Various characteristics for error (calc. value).

調整時においては $R_2=73.1\,\Omega$, $R_1'=341.4\,\Omega$（ブリッジによる測定値）が得られる．まず誤差計算の主要項である X_2/R_2 および X_1'/R_1' の計算値（$C_B\cdot C_A'$ の変化に対する）を図6(a)および図6(b)に示した．

$L_1'=0.05\,\mu\text{H}$, $C_A'=5\,\text{pF}$ として C_B の変化に対して L_2 をパラメータに式(8)を計算して図示すると図6(c)のようになる．すなわち，素子を充分に選択したものをつかって 1 kc で 1×10^{-5} 以内程度の確度である．

周波数の上昇と共に誤差は増えるが 1 Mc の場合の例では，使用時の誤差は 1×10^{-3} 以下であり 5 Mc でも 5×10^{-3} 程度の誤差となる．これは広帯域用として同一調整素子を用いた場合で 1 kc の場合の常数を延長して計算した結果で高周波用に吟味した調整素子を用いれば，これより幾分確度が良くなるはずである．

3. 位相比較法を用いた誘電正接周波数特性自動記録装置について

3.1 自動記録法の原理

自動記録計には種々の方式[5]があるが，このうちチョッパ形が本方式に適するので，この原理図を図7のごとく構成した．

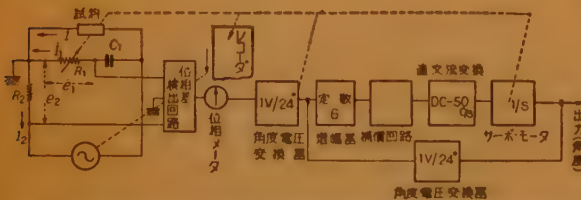



図7　位相比較法による誘電正接周波数特性自動記録装置の原理図
Fig. 7　Principal diagram of automatic recording device of frequency characteristics of dielectric tangent by phase comparison method.

$R_1\cdot R_2$ における位相差の不平衡分は位相差検出回路を通じ位相メータの指針を振らせる．

この指針の振れ角を自動追従制御装置の入力として目標値(角度)に伝え，角度電圧変換器（精密ポテンショメータ）でその角度に比例した電圧を得る．これと制御量（角度）に比例する電圧との差が増幅器の入力として与えられる．その差電圧が零でないと，増幅されてチョッパを経てサーボモータの正逆転を行なわせ，出力軸の角度を修正し，差電圧が零になって静止する．

この制御量（角度）を移相器の可変抵抗 R_1 の軸に伝えてやれば自動制御回路が構成できたことになる．R_1 の動きをレコーダのペンにつたえておけば，掃引発振器とペン書きレコーダの送りを同期させておくことにより誘電体の $\tan\delta$ の周波数特性を自動記録させることができる．

図7において R_2 における電圧 $\dot{e}_2$, 電動機 $B\cdot M$ の振れ角 α に対し R_1 部の位相差は $\underline{/\dot{e}_1}=\underline{/\kappa_1\dot{I}_1}=k_1\alpha$（$\kappa_1\cdot k_1$ は定数）で表わされ，κ_0：位相差—直流変換係数，I_0：変換直流電流，κ_2：定数とすると

$$\underline{/\kappa_2\dot{I}_2}-k_1\alpha=\kappa_0 I_0 \qquad (21)$$

a：変換係数，K_m：$B\cdot M$ のトルク定数，M：慣性定数，R：制動定数，μ：増幅度とすると，

$$a(\kappa_0 I_0)\mu K_m=M\frac{d^2\alpha}{dt^2}+R\frac{d\alpha}{dt}$$
$$=(p^2M+pR)\alpha=Z_m(p)\alpha \qquad (22)$$

ゆえに

$$\alpha=\frac{\underline{/\kappa_2\dot{I}_2}\,a\,\mu K_m}{k_1 a\,\mu K_m+p^2M+pR} \qquad (23)$$

で表わされ，この系は常に安定で高速記録に用い得ることがわかる．

3.2 移相器用抵抗器の周波数掃引に対する抵抗値の補正

図8において位相角 θ の角速度 ω のとき $\tan\delta=\omega Cr=\cot\theta$ で ω が変化して ω' のときと $\tan\delta'=\omega' Cr=\cot\theta'$ となる．調整分に Δ をつけて表すと

$$\tan(\delta'-\Delta\delta')=(\omega'-\Delta\omega')C_1R_1$$
$$=\cot(\theta'+\Delta\theta')$$

調整時は

$$\tan\delta'=\omega' C_1R_1=\cot\theta'$$

となり，その偏差分は

$$\tan(\delta'-\Delta\delta')-\tan\delta'=-\Delta\omega' C_1R_1$$
$$=\cot(\theta'+\Delta\theta')-\cot\theta' \qquad (24)$$

図8　ω 変化時の移相器電流のベクトル図
Fig. 8—Vector diagram of phase shifter current for variable ω.

これをグラフに画くと図9のようになり $\theta'=90°\sim45°$ で $\tan\delta'=0\sim1$ であり誘電体の場合は θ' は 90° に近く $\Delta\theta$ が 20° 以下の範囲では直線的変化とみなせる．

移相器抵抗 R_1 をこの曲線的変化のものにあらかじめ作っておけば ω の変化に対する補償になる．

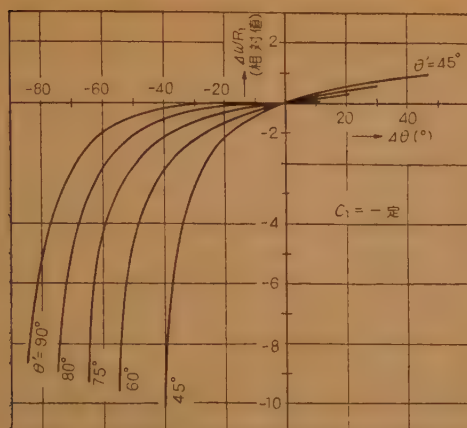



図9　$\Delta\omega'R_1$ と調整角度 $\Delta\theta$ の関係（ω 可変）
Fig. 9—Relations between $\Delta\omega'R_1$ and regulating angle $\Delta\theta$ with variable ω.

図11　定常制御誤差のグラフ
Fig. 11—Graph of usual controlling error.

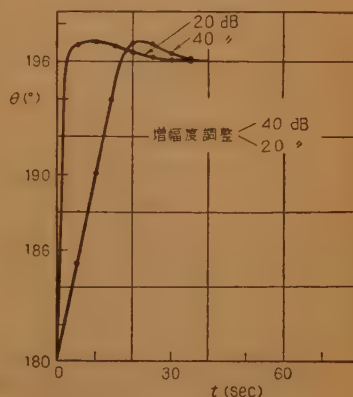



図12　安定性のグラフ
Fig. 12—Graph of stabilization.

4. 本方式の実験的検討

図20に示した配線図は使用した自動追従制御部（帝国電波KKで試作）を示し，制御感度の測定では増幅度調整が 30 dB で ±5° 以内であった．

図 11 は定常制御誤差のグラフで目標値の変化に対する速従が完了したときの被制御角の関係を示す．図 12 は安定性を示すグラフで目盛値を 180° から 196° に急変したときの被制御角の応答状態を表わす．

本追従装置は精度が充分とはいえぬが以上の検討より増幅度調整は 30 dB 以下位で使うのが良いことがわかる．増幅回路の位相のずれはほとんど無視できるから，その伝達関数は定数 G と考えることができ，またサーボモータの伝達関数は本実験の範囲では $1/S$（一次積分）と見なすことができる．

つぎに試料の $\tan\delta$ の周波数特性自動記録のための基礎実験として，周波数変化時の位相計の振れ角が零になるよう移相器の R_1 を調整しそのときの R_1 の抵抗値を求め，これより $\tan\delta$ の周波数特性を求めたものが図 13 で自動記録時の周波数特性はこのような傾向を示すことになる．実際はバンドごとに分けて記録する．発振器の掃引機構，レコーダとの同期機構の不備のため検討用データの一例を示すに留どめた次第である．

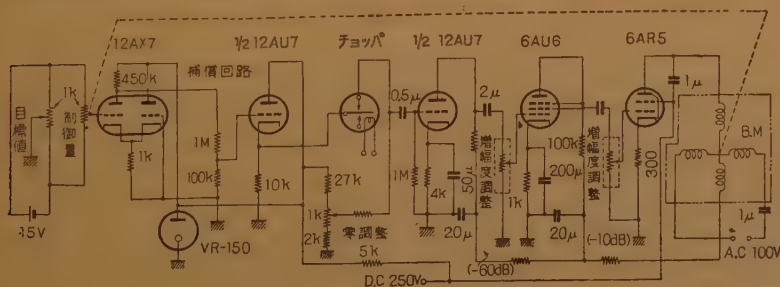



図10　使用した自動調整機構回路
Fig. 10 -Circuit of the servo mechanism.

5. 結　言

本測定器の総合的誤差の検討には各測定点について①充分な確度をもった測定器との比較②無誘導抵抗を接続して実測値と計算値とを比較する方法が考えられるが，前者は種々の試料をシェーリングブ

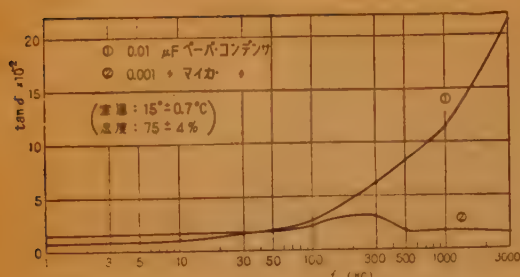



図 13 コンデンサ tan δ の周波数特性の実測例
Fig. 13—Examples of frequency characteristics of tan δ of condensers measured by this device.

リッジのような高確度の測定器と本測定器で同時に測定し（温度，湿度等同一条件で測らぬと測定値の比較にならぬ）．比較すれば良く，後者は試料に無誘導抵抗を並列または直列に接続して，等価的に誘電正接を変化させて測定を行ない，計算値と比較すれば良い．

これらについては測定部の基礎的検討[(1)(2)]等で極めてよく一致し，この測定器の総合誤差の極めて小さいことがわかる．装置の一部不備のため自動記録機構を充分に動作させるまでには至らなかったが，前記の基礎的実験の組合わせで本自動記録方式が充分実用になり得ることをしることができると思う．

自動調整機構の誤差については増幅度調整を 30 dB 以内で使えば誤差はほとんどなく，総合誤差としても低周波においては 1×10^{-4} に近い程度の確度も得られ，位相計の広帯域化[(4)]により 500 kc まで測定可能であるが，この高周波位相検出器の $C\cdot R$ による時定数を適当に選べば更に Mc 帯まで測定が可能になる．高周波になれば精度は低下するが 1×10^{-3} に近い精度が得られ自動記録装置の精度としては充分と思われる．

さらに測定確度の範囲を広げ 540° 遅れから 540° 進みまで全角度に対し，また入力 0.1 V から 100 V までの振幅に対し ±1° の確度をもたせるもの[(6)]等により角度に対する精度を高めることもできる．

使用周波数，試料の種類等により測定素子が適当でないと幾分確度としてのバラッキや測り難いところもあると思われる．

また使用周波数バンドに合う素子を用いれば測定の向上が期待できる．

また高速度に適するブラウン管の横軸に単掃引を与え縦軸で誘電正接を知る周波数特性直視装置についても同様に検討したが紙面の都合で省略した．

終りに御指導いただいた東京工業大学森田教授，ごべんたついただいている東京都立大学保坂教授，有益な討論を賜わった本校安宅教授初め諸教官および都立大学小笠原助教授，実験等に協力した本校布施教官に深く謝意を表する．

文献

(1) 三枝，布施："ブッシュプル平衡点検出回路使用の誘電体損失角測定器"，昭 32 電気学会東京支部大 28.
(2) 三枝，布施："簡易誘電体損失角計"，昭 34 連大 122.
(3) F. S. Holman Jr.: "Phase detecter uses gated beam tube", electronics, p 180, (Aug. 1953).
(4) Y. P. Yu: "Coincident slicer measures phase directly", electronics, 31, p 99, (Sept. 1958).
(5) M. H. Aronson: "Introduction to Recorders", Inst. & Auto., 31, p 830, (May 1958).
(6) S. Bigelow and J. Wuorinen, Jr.: "Extended angular range direct reading phase meter", R.S.I., 28, p 713, (Sept. 1957).

(昭和 35 年 8 月 1 日受付)

UDC 621.317.335.2

微小容量標準の電気測定*

正員 成田賢仁 田中耕一
(電気試験所)

要約 電子管電極間容量のような微小容量の測定には，測定装置の校正用に標準器を必要とする．この目的のためまず一群の 0.001 pF から 1 pF にわたる新形の一次容量標準器が製作された．これらの精確な値は計算値と標準器群の電気的相互比較結果とを比較して決定された．ついで容量値が計算で決定される精度 10^{-4} の新形 0.1 pF 標準器が製作された．

相互比較のための電気的測定には，変成器ブリッジおよびシエリングブリッジが可変コンデンサのような補助器具とともに用いられた．開発された微小可変コンデンサの一つは最大容量値 0.01 pF 読取可能な最小容量値 1×10^{-6}pF の Zickner 形で，他の一つは最大容量値 0.004 pF，読取可能な最小容量値 5×10^{-7}pF の Guard-Well 形である．

多くの微小容量標準器の測定および相互比較から，1 pF ないし 0.1 pF のコンデンサの校正には 0.01% の精度を得ることができよう．0.01 pF に対しては恐らく精度は 0.05% で，0.001 pF に対しては 0.1% が得られよう．

* Precise Measurement of Small Capacitance Standards. By KENJI NARITA, Member and KOICHI TANAKA (Electrotechnical Laboratory, Tokyo). [論文番号 3262].

1. 序　　言

高い性能，高い信頼度の電子装置を得るためには，それを構成する部品自身が高性能，高信頼度を持ち，かつ，均一な互換性を有しなければならない．これらの試験のためには高い精度を持つ標準器と測定器の研究が要求されることは言うまでもない．われわれはこれらの標準の一環としてつとに微小容量標準の必要性を認め[1]，その確立に努めてきた．

微小容量標準の研究は国外にあっては米国の N.B.S.で 1948 年に始められたが[2]，その直接的な目的は，電子管電極間容量等の微小容量の測定に際しその基準を与えるにあった．この研究によりケルビン形，ついでガードウエル形が生れ 5 pF～0.001 pF におよぶ標準器が整備された．わが国においては電気試験所によって研究が行なわれ，ケルビン形から出発しガードウエル形よりも優れた電試形が開発され 1 pF～0.001 pF におよぶ標準器が製作された．以上の研究に引続き 1959 年 Thompson および Lampard により新しい理論に基づく微小容量標準器[3][4]が提案されたが，これをとり入れて NBS では 1pF の高精度標準器[5]が製作された．電気試験所では同じく Lampard の定理に基づくがこれに電試形の利点を併用した新しい高精度の電試形標準器 0.1 pF が設計，製作された．このような標準器の発展に伴い，微小容量の測定法についても研究され[6][7]，また従来に無い微小な容量変化が得られる可変標準コンデンサ，実用的な微小容量標準コンデンサ等の測定用器具類について大きな進歩があった．本文では上記の標準器の概要とこれらを電気的に比較する測定法，測定器具類について記述する．

2. 微小容量標準器の概要

標準器は電極寸法，電極間距離の測定から容量値を計算で求めるので精度は長さの測定精度に依存する．また，値が温度，湿度等の外囲状態の変化に対し極めて安定であること，経年変化，周波数変化の小なること，公称値からの偏差の小なること等の条件も必要である．それで電試形の場合，具体的にはこれらの条件から，

（1） 高精度で値を決定するための最良の電磁気学的および，寸法測定上の機構的形式の選定

（2） 容量の理論計算に影響を及ぼす各部分の寸法および精度の決定

（3） 使用材料

（4） 各部品の工作法，全体の組立法

（5） 各部品や部品組立後の寸法測定法

等が決定された．

図1に電試形，ガードウエル形，ケルビン形の原理図を示した．いずれも三端子形コンデンサであり，保護電極を使用して，容量値が精密に計算し得るようにするとともに，絶縁物が主電極間容量に介入しない形式である．容量値は主電極の対向面積，距離によって決まる外，主電極と保護電極との間げき，保護電極の寸法各電極の仕上程度，組立精度，平行度等によって容量値および精度が影響される．これらの各標準器の得失，電試形の実際の構造，精度等は既に発表[8][9]されているので参照していただきたい．

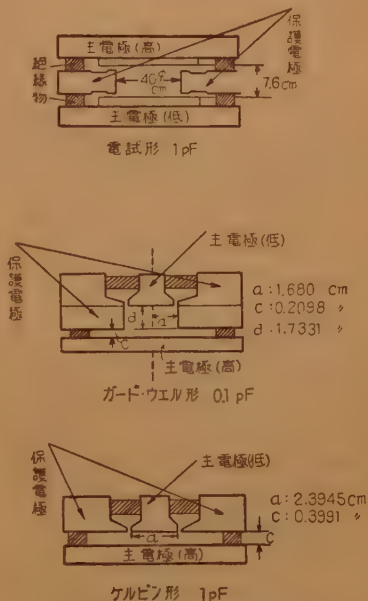



図1 各種の微小容量標準器
Fig. 1—Various type of small capacitance standards.

NBS ではケルビン形により 0.1～5 pF，ガードウエル形で 0.1～0.001 pF を作りこれによって，5～0.1 pF を ±0.1%，0.01 pF を ±0.5%，0.001 pF を ±2% で測定し得るとしている．電試ではケルビン形で 1～4 pF を製作したが，つぎにケルビン形，ガードウエル形の欠点を克服した電試形によって 1～0.001 pF を製作した．これにより 1～0.1 pF は ±0.01% の精度が得られている．

前述のように電試では Lampard の理論を適用した 0.1 pF の高精度標準器を製作したが，これは 10^{-6} の精度を目標としたもので現在の容量標準器中最高のものである．この標準器の理論および設計，寸法測定法(現在測定中)は他の発表にまつこととし，ここではその概要を述べることとする．

図2でおいて *ABCD* はそれぞれの絶縁された主電極を表わし，*EF* は電試形の特色とする接地電極であ

る．使用法は AB を接地し CD によって容量 C_1 を形成し，つぎに CDを接地し，AB による容量C_2を作り，C_1 と C_2 の相互あるいは調和平均のいずれかによって容量値を決定する．この形式の標準器はその容量値および精度が主として主電極の長さ l の測定のみによって決定される長所がある（ケルビン形，ガードウエル形，電試形は電極の直径電極間距離等を測定しなければならない）．

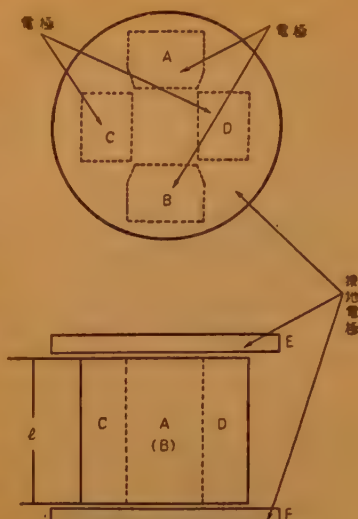



図2　電試の新形標準器 0.1 pF
Fig. 2—New type of ETL standard capacitor 0.1 pF.

また，同じく Lampard の理論を使用する NBS の標準器とは，接地電極 EF を使用する端面効果の除去法に異なる点がある．この標準器は 10^{-6} の精度であるため，温度，湿度に対する制限は厳しく，全体をシールドケースを納めた後，さらに真空容器内に格納され 10^{-1}mmHg 以下に排気して使用される．

3. 電　気　測　定

前述のように現在まで製作されたいくつかの標準器は相互間で比較するとともに新設計の 0.1 pF 標準器を基準として値付けをされねばならない．この手段としては変成器ブリッジを主とし，これに特別の接地装置を持ったシエリングブリッジを採用している．この二つのブリッジは微小容量標準から大容量の値を導くためにも使用されている．ここでは，主である変成器ブリッジとこれに使用する器具について述べることにする．

3.1　変成器ブリッジの理論

変成器ブリッジの原理は古くから知られていたが，近時，誘電体損の測定，一般インピーダンスの測定を始めとし次第に精密測定[6][10][11]にも多く使用されるようになった．使用周波数範囲も商用周波数 Mc 以下から数 Mc まで拡張されている．このブリッジはインピーダンスを測定する場合，対地インピーダンスによる誤差をワグナー接地装置のような他の回路を使用しないで除去し得ること，並びに変成器をブリッジの比例辺として使用するため，その比は理想的には不変であるところの巻数比に等しくなる利点がある．一般的回路としては図3のように2巻線形と3巻線形に分類される．

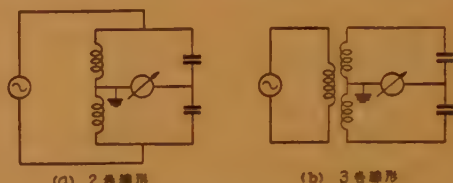



図3　変成器ブリッジ
Fig. 3—Transformer bridge.

微小容量の測定には，シエリング・ブリッジ，Twin T ブリッジ等に比べ変成器ブリッジが適していることは既に紹介されているところである．上記の分類中で3巻線形が賞用されている．なお図3の3巻線形で電源と検出器を置換しても成立つわけであるが，低周波では感度の点から図の方法を選んでいる．

図4のブリッジ回路で，Eは電源を，Z_1は変成器の一次側コイルのインピーダンス，Z_2, Z_3 はそれぞれ二次側コイルのインピーダンスとする．Z_{m1} は Z_1 と Z_2 間，Z_{m2} は Z_1 と Z_3 間 Z_{m0} は Z_1, Z_0 間の相互インピーダンス，Z_B, Z_C は比較すべきインピーダンスを表わすものとする．

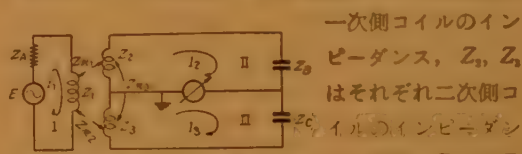



図4　変成器ブリッジの測定回路
Fig. 4—Measuring circuit of transformer bridge.

いまⅡおよびⅢ回路の電流 I_2 と I_3 の比について考えれば

$$\frac{I_2}{I_3}=\frac{e_2}{(Z_B+Z_2-1/P\cdot Z_{m0})}\cdot\frac{(Z_C+Z_3-PZ_{m0})}{e_0} \tag{1}$$

ただし　$P=e_3/e_2$　$e_2=I_1Z_{m1}$　$e_3=I_1Z_{m2}$

$Z_2-1/P\cdot Z_{m0}=Z_2'$　$Z_3-PZ_{m0}=Z_3'$

とすれば

$$\frac{I_2}{I_3}=\frac{e_2}{Z_2'+Z_B}\cdot\frac{Z_3'+Z_C}{e_3} \tag{2}$$

となるから図5のような等価回路で表わされる．

この等価回路によって考えれば Z_2', Z_3' は電源の内部インピーダンスを表わし，被測定インピーダンスに対し直列になっている．したがって大容量のような低

インピーダンスの測定の際にはできるだけ小であることが要求されるが，高インピーダンスの測定には有利であることは明らかである．

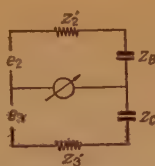



図5　負荷状態における3巻線変成器の等価回路
Fig. 5—Equivalent circuit of a loaded-3 winding transformer.

前記のように，$P=e_3/e_2=Z_{m2}/Z_{m1}$ であるが，理想的には $P=\sqrt{L_3/L_2}$ になりこれは巻数比に等しくなるはずであるが，漏えいインダクタンスと Z_{m1}, Z_{m2} の不純度の影響で一致せず $P=\sqrt{L_3/L_2}\,(1+\alpha+j\beta)$ となる．ここで β は P の位相角である．

また等価的に，式 (1) の中で $Z_{m0}=\sigma_0+j\omega m_0$ と考えれば，

$$Z_{m0}=j\omega k_0\sqrt{L_2L_3}\,(1-j\theta_m) \qquad (3)$$

ここで

$$\theta_m=\sigma_0/\omega_{m0}$$

で表わされる．

$$k_0=m_0/\sqrt{L_2L_3}$$

これから，

$$\begin{aligned}Z_2'&=Z_2-1/P\cdot Z_{m0}=r_2-\omega L_2k_0(\theta_m-\delta\theta_m)\\&\quad+j\omega L_2(1-k_0)=r_2+j\omega L_2(1-k_0)\\&=r_2+j\omega l_2 \qquad (4)\end{aligned}$$

ここに

$$\delta\theta_m=\theta_1-\theta_2 \quad \{r_2>\omega L_2k_0(\theta_m-\delta\theta_m)\}$$

同様に $Z_3'=r_3+j\omega l_3$ で表わされる．

理想的変成器ならば $r\to$零，$l\to$零 であるから内部インピーダンスは零となり，また P' は巻数比に一致する．図5の回路に比較するコンデンサ C_1, C_2 を接続し，対地容量を C_a, C_b とすれば（図6），e_2 回路には (C_1+C_a) なる負荷によって $I_2=j\omega(C_1+C_a)e_2$, e_3 回路では同様に $I_3=j\omega(C_2+C_b)e_3$ なる電流が流れ，この電流による内部インピーダンス降下のためにブリッジ比 v_1/v_2 は e_2/e_3 から異なることになる．したがって，ブリッジの平衡条件はつぎのようになる．

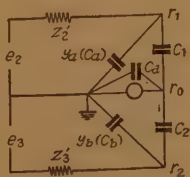



図6　変成器ブリッジの対地アドミタンス
Fig. 6—Equivalent circuit of transformer bride with ground admittance.

比較するコンデンサの容量および $\tan\delta$ をそれぞれ C_1, C_2 $\tan\delta_1$, $\tan\delta_2$ で表わし，また対地アドミタンスを $y_a=G_a+j\omega C_a$, $y_b=G_b+j\omega C_b$ とすると，

$$\begin{aligned}\frac{C_1}{C_2}&=P'\{1+\alpha+(r_2G_a-\omega^2l_2C_a)\\&\quad-(r_3G_b-\omega^2l_3C_b)\} \qquad (5)\\&=P'\{1+\alpha-\omega^2(l_2C_a-l_3C_b)\}\\&\qquad (r_2G_a<\omega^2l_2C_a)\\&\qquad (r_3G_b<\omega^2l_3C_b)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\tan\delta_2-\tan\delta_1&=\beta+\omega\{(l_1G_a+r_2C_a)\\&\quad+(l_2G_b+r_3C_b)\} \qquad (6)\end{aligned}$$

ただし被測定物が微小容量なので $C_1\ll C_a$
$C_2\ll C_b$

3.2　比例辺用変成器

式（1）から明らかなように容量比較のおもなる誤差は α と対地容量である．α および β, l をできるだけ小にするためには比例辺をできるだけ対称にするとともに一次巻線と二次巻線間に完全な静電しゃへいが必要である．また数層にわたって二次巻線を巻くことは避けるべきである．

微小容量の測定の場合，対地容量は通常 100 pF 以下多くても 1000 pF 以下である．したがって低周波 (1 kc) において漏えいインダクタンス l を 1 μH に製作したとすれば，対地容量が 500 pF の場合生ずる誤差は 2×10^{-8} となる．一般に l は巻線方法，巻線寸法に関係する外，巻数の自乗に比例して増加するから，μ の大きなコアを使用し必要な二次電圧を得る巻数の減少を計らねばならない．筆者等が第一次に試作した変成器を例にとると，外径 100 mm, 内径 60 mm, 高さ 20 mm, 0.05 mm 厚の鉄心トロイダルコアを2個重ねて使用しこれに 1.2 mm の線を 103 回 Bifilar 巻線 $(P=1)$ を行ない，一次と二次間に2重しゃへいを行なったものである．この変成器によっても α は 1×10^{-6} 以下，l は 1 μH 以下の結果が得られた．大容量の比較の場合は対地容量よりもはるかに大きいから式 (1) において C_a, C_b の代わりに C_1, C_b を代入しなければならない．このため誤差は大きくなりたとえば 1 μH の測定の場合，両辺における l の 1 μH の差は 4×10^{-5} の誤差を生じる．ブリッジの一辺において置換測定を行ない，かつその際対地容量を等しくすれば上記の誤差は除去できる訳であるが，たとえば $P=1:n$ の比較測定を行ない置換測定をしない場合は l, r の数値は重要である．

r および l の値はつぎのようにして求めた．すなわち既知のコンダクタンス G_a を対地アドミタンスとし

て一辺（e_2回路）に挿入してそれによる C_1 の変化の変化 δC から $r_a=\delta C/C_1\cdot 1/G_a$，また既知の容量 C_a を同じく G_a の代わりに挿入しこれによる C_1 の変化を δC とし $l_a=1/\omega^2 C_a\cdot\delta C/C_1$ から求めた．

α および β は P が1なるときは C_1 と C_2 を両辺で交換しそのときの $C_1(C_2)$ の変化から α を，コンダクタンス平衡の読みから β を求めた．P が 1：10 のような場合は，たとえばシエリングブリッジにより 10 pF→100 pF のデケードコンデンサの容量および tan δ の比較を行ない，1：10 の比を定めた後，これを使用して求める．

基準標準器 0.1 pF から順次に 1 pF→10 pF→大容量と値付けする場合，同一公称値の比較で 0.1 pF→0.1 pF, 0.1 pF+0.1 pF→0.2 pF, 0.2 pF+0.2 pF→0.4 pF あるいは 0.1 pF→ 10個の 0.1 pF→1 pF のように等比測定で積み上げてゆく方法は従来から実用されてきた方法であるが，これは繁雑な手続きと誤差の累積が大きい．これに対し 1：10 のごとき Ratio を作れば上記の点は改善されるであろう．比例辺を作ることは従来からブリッジにおいて抵抗等を使用して行なわれてきた方法であるが，二次測定であり正確なものは得難いものがあった．NSL および NBS[8] 並びに Oatley, Yates[10] はこれに対し正確な Ratio Standard（対地アドミタンスの影響のない）として変成器の巻線比を採用しその可能性を示した．筆者等の場合もその優秀性を認め設計を行なっている．このような $P=1:n$ の比例辺変成器はその l および r はそれぞれの比に一致することが望ましい．

tan δ の比較は式（2）に示されているように，β が直接的に影響する外，r は大容量の比較になるほど小にする必要があることは言うまでもない．また接続導線のインピーダンスブリッジ各部の接地点等は tan δ の比較に大きな影響があるから充分な注意をもって測定している．

3.3 ブリッジの感度および検出器

図6において C_d は Detector に並列に加わる C_1, C_2 の対地容量および Lead Capacity である．通常 Z_d (Detector の入力インピーダンス)$\gg 1/\omega C_d$ であるから，不平衡時の電圧 v_d は

$$v_d=\frac{C_1-C_2}{C_d+C_1-C_2}\cdot v=\frac{\delta C\cdot v}{C_d+\delta C}$$

$(v_1=-v_2=v$ とする$)$

したがって

$$v_d=\frac{\delta C\cdot v}{C_d+\delta C}=\frac{\delta C}{C}\cdot\frac{C}{C_d+\delta C}\cdot v$$

$$\fallingdotseq\frac{\delta C}{C}\cdot\frac{C}{C_d}\cdot v\quad\begin{Bmatrix}C_1\fallingdotseq C_2=C\\C_d\gg\delta C\end{Bmatrix}$$

となる．微小容量測定の場合，$C_d\gg C$ であるから，微小容量になるほど測定は困難となる．普通 C_d は数10 pF から 300 pF 程度まで存在することがある．一例として被測定容量を 1 pF, C_d を 100 pF, v を 100 volts とすれば測定精度 $\delta C/C$ を 10^{-6} にするためには 1 μV を検出しなければならない．また検出器の入力抵抗 R_d より生ずる雑音電圧は R_d を通じて C_d でシャントされるがこの C_d に流れる電流は $126\sqrt{B/R_d}$ $\mu\mu$A で表わされる．ただし β は等価帯域幅，また $R_d\gg 1/\omega C_d$ である．この電流は検出すべき最小容量変化による電流よりも小なるよう R_d を選ばねばならない．筆者等はブリッジに直接結合したカソードフォロワ入力の前置増幅器と主増幅器にチタバリ音又は振動子 (1 kc) による狭帯域回路を使用し，1 pF を 5×10^{-7}pF の感度で比較することができた．

3.4 容量平衡

比較する2つのコンデンサのわずかな容量差を平衡させるためには微小可変容量が必要となる．NBSの場合[8]は図7のように固定コンデンサ群 ($1, 10^{-1}, 10^{-2}, 10^{-3}, 10^{-4}, 10^{-5}$pF の6個) と Inductor を利用する電圧分割器の組合わせを使用し可変微小コンデンサは使用していない．筆者等の場合は図8および図9に示されるガードウエル形と Zickner 形の

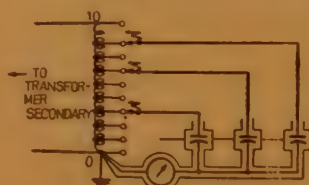



図7 NBS のデケード式微小容量コンデンサ

Fig. 7—Schematic of low-range decade capacitor of N.B.S.

図8 Guard-Well形可変コンデンサ

Fig. 8—Variable capacitor of the Guard-Well type.

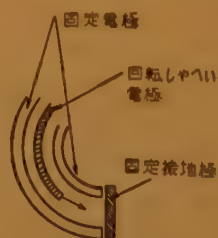



図9 Zickner 形可変コンデンサ

Fig. 9—Variable capacitor of the Zickner type.

2者の微小可変コンデンサを併用している．ガードウエル型は保護電極の中で低電位極を上下させ容量値を変化させるものである．可変距離形であるから容量変化は非直線性であるが，電極距離 h，低電位極の面積等を測定し，単位距離変化当たりの容量変化を計算して使用する．最初に低電位極をマイクロメータヘッドで動作させる最大値 2 pF，最小値 1×10^{-3} pF，精度 0.1% の (A) が製作されたが，その後，最大値約0.07 pF，最小値 4×10^{-3}pF，最小容量変化 5×10^{-7}pF が読取れる (B) が製作された．図 10 はその特性を示

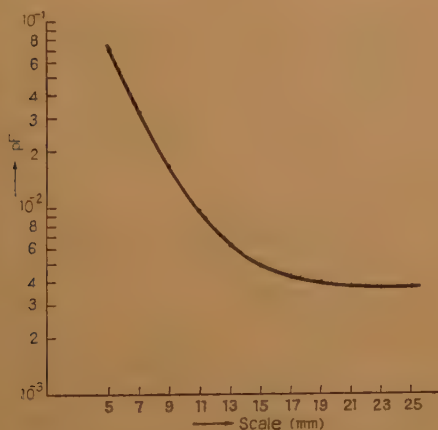



図 10　ガードウエル形標準可変コンデンサ目盛対容量曲線
最大値 0.07 pF　最小値 4×10^{-3}pF
最小目盛 5×10^{-7}pF
Fig. 10—Graph showing measured change in capacitance of valiable capacitor of the Guard-Well type.

したものである．Zickner 形はその原理図から知れるように，2枚の固定極の間を可動しゃへい極が回転し微小な容量変化を得るものである．この形式は直線容量形であるから全可変直線容量範囲を微小容量器で較正し，つぎに直線性の試験を行なえば単位容量変化が決定できる．現在新しく製作されたものは最大値 0.01 pF，最小可変容量値 1×10^{-6}pF，バーニヤを使用して 1×10^{-7}pF が充分に読取ることが可能である．

ガードウエル形と Zickner 形の信頼性をみるため，両者を比較した結果は 表 1 のようによい一致を示し

表 1

容量値	{$\delta h(10\mu)$ の距離変化による容量変化}		
	計算値 (a)	測定値 (b)	(a)-(b)
0.01 pF	1.4×10^{-5}pF	1.6×10^{-5}pF	2×10^{-6}pF
0.001 pF	1.4×10^{-6}pF	1.6×10^{-6}pF	2×10^{-7}pF

ガードウエル形 (A) と Zickner 形との比較

た．この比較はガードウエル形(A)の目盛容量値0.01 pF，0.001 pF の位置で 10 μ の距離変化を与えたときの容量変化を計算で求めるとともに（表の (a)）これを前記の方法で較正した Zickner 形で測定した（表の (b)）ものである．

1：10の比を持つ各系標準器たとえば 0.1 pF と 1pF を高精度で連結するためにはデケード式コンデンサを使用している．このデケード式コンデンサの各素子はその公称値の ±0.01%，$\pm1\times10^{-6}$pF まで容量値の調節を行なった．現在は全容量 1×10^{-2}pF（1×10^{-3} pF×2，2×10^{-3}pF×2，4×10^{-3}pF×1　以下同様），1×10^{-1}pF，1 pF，10 pF が同意されている外 100 pF がある．この 100 pF の素子はシリンダ形を採用した．

以上のような可変標準コンデンサとデケード式コンデンサにより微小容量標準器間の相互比較と値付けを行ない，これらの値から 100 pF まで校正している．

3.5　コンダクタンス平衡

誘電体が空気のみである無損失形でも筆者等の実験の結果 $\tan\delta$ は $10^{-4}\sim10^{-5}$ 程度が認められるからブリッジはコンダクタンスを平衡させることが必要である．微小容量の測定の場合は非常に低くかつ正確なコンダクタンスが必要である．すなわち e が 100 volts のとき，10^{-6}pF の不平衡による電流 6.3×10^{-13}amp（f：1 kc）が検出し得るとすれば，これに相当する微小なコンダクタンス分の不平衡電流を平衡させなければならない．通常このような低コンダクタンスを単独で安定な状態で得ることは困難である．この点については従来から種々の方法が提案されているが，NSL および NBS が採用した図 11 の方法[5]は巻線タップによって電圧分割を C_1 と C_2 によって電流分割を行ない検出器に流れる微小電流を得ており，変成器ブリッジの特色を生かした良い方法であろう．筆者等も原理的にこの方法を採用している．

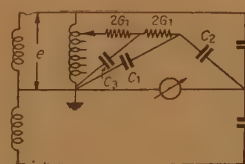



図 11　コンダクタンス平衡の方法
Fig. 11—Conductance balance control circuit.

4.　標準器の相互比較の結果

基準となる高精度標準器 0.1 pF の寸法測定が現在行なわれているのでこれを基とする値付けは行なわれていないが，一例として 0.1 pF グループの測定結果を表 2 に示した．この測定は電試形 0.1 pF 標準器 3

表 2

計算値 (pF)		確度		計算容量差	測定容量差
0.1 pF-No. 1	0.099922	1.1×10^{-4}	No. 1 と No. 2 の容量差	1.9×10^{-5}pF	1.5×10^{-5}pF
〃 -No. 2	0.099903	0.8 〃	No. 1 と No. 3 の容量差	-3.8×10^{-5}pF	-3.5×10^{-5}pF
〃 -No. 3	0.099960	0.9 〃			

電試型 0.1 pF 3 個の比較結果

個がそれぞれその寸法測定から容量値および精度が計算されているので 3 個間の相互比較を行なったものである．表中の測定容量差は前記のブリッジと微小可変標準コンデンサによりそれぞれの容量差測定したものである．この結果によれば計算による容量差と測定による容量差とは No. 1 と No. 2 の場合 4×10^{-6}pF，同じく No. 1 と No. 3 の場合は 3×10^{-6}pF であり，この値は標準器の精度から考えられる誤差以内である．これらの標準器の容量値は 20°C で計算されているから，測定中は恒温槽内に格納し 20°C±0.1°C 以内に保たれている．また標準器はその構造上機械的振動，大きな温度リップルを避ける必要があるので恒温槽の冷却には地下水道水を利用し，その水量の調節継続によって行なっている。

5. 結　　言

微小容量標準は本来電子管極間容量の測定などの場合，その正確な標準を与えるために研究が始められたが，その容量値が精密に長さの測定と言う基本量から直接的に求められ，かつ安定であると言う理由から次第に容量単位的な性質を持つようになった．そして現在は微小容量標準によって適当な大きさのコンデンサに値付けを行ない，これによって抵抗を時間と容量から 10^{-6} の精度で決定することが期待されるようになった．これに伴い高精度の測定技術，測定器具の問題，温度その他の外囲条件に安定である小および中容量のコンデンサ製作の問題等の幾多の解決しなければならない課題がある．これらの解決については多くの人々の協力により一層の努力が払われなければならない．

本研究は電試の微小容量絶対標準研究班の一環として行なわれたもので，絶対標準器を製作された津上製作所，可変標準器を製作された東京精密測器，御指導をいただいた班長内藤標準器部長をはじめ，各班員の皆様その他の方々に対し厚く感謝の意を表する次第である．

文　　献

(1) 成田，田中："微小容量標準の必要性について"，電試彙報 **20**，p 543，(昭 31-07)．
(2) C. Moon & C. Matilda : "Standards for low values of direct capacitance", J.R.N.B.S. **41**, p 497, (Nov. 1948).
(3) A.M. Thompson, D.G. Lampard : "A new theorem in electrostatics and its application to caluculable standards of capacitance", Nature, 177, p 888, (1956).
(4) D.G. Lampard : "A new thuorem in electrostatics with application to caluclable standards of capacitance", P.I.E.E. Monograph. No. 216 M, **104**, C, p 271, (Jan. 1957).
(5) M.C. Mcgregor, J.F. Hersh, R.D. Cutkosky, F.K. Harris, and F.R. Kotter : "New apparatus at the NBS for absolute capacitance measurement", Trans. I.R.E. 1-7, p 253, (1958).
(6) A.M. Tho, pson : "The precise measurement of small capacitances", Trans. I.R.E. 1-7, p 245, (1958).
(7) 池田，田中，成田："電子管電極間容量測定器"，昭 34 連大 117.
(8) 小林，飯島，塚田："微小容量絶対標準器の製作結果(第 1 報)"，日本規格協会，品質管理方式研究会 (1958-02).
(9) 微小容量標準確立に関する研究，電試，微小容量絶対標準研究班 (34-11-26).
(10) C.W. Oatley, J.G. Yates : "Bridges with coupled inductive ratis arms as decision instruments for the comparison of laboratory standards of resistance or capacitance", P.I.E.E Paper No. 1631 M (March 1954) (101 Part Ⅲ p 91).
(11) A.C. Lynch : "A bridge network for the precise measurement of direct capacitance", P.I.E.E. **104**, Pt B, p 363, (July 1957).

(昭和 35 年 8 月 1 日受付)

UDC 621.317.74：621.372.812

マイクロ波微小反射係数測定器*

正員 河津祐元　正員 稲毛信衛　正員 江戸都助
(電気通信研究所)

要約　6 Gc 帯の超広帯域中継回線の研究，機器の設計，製作，試験をおこなうために電圧定在波比で 1.01 程度を正確に測定しなければならないが，従来の定在波比の残留は，機械的平衡度と電源電圧変動等によって 1.005 程度で，上記の目的のために十分でない．これらを解決するためにハイブリッド回路を用いた零位法による測定器を実用化した．すなわち完全無反射端を確立し，微小リアクタンスをつくりあげ，それらを用いてブリッジ回路を形成し，零位法によって微小反射係数を測定し得るようにしたもので，測定の正確さは残留 1.001 程度，誤差 ±5% である．

1. はしがき

マイクロ波通信回線の1ルートに 1800 チャネル以上を収容しようとすると，遅延ひずみ等の点から空中線系の回路要素を定圧波比 1.01 程度以下にする必要がおこる．したがってその製作検査の段階でも残留定在波 1.001 以下の測定が要求される．しかるに従来のいわゆる定在波測定器の残留定在波比は 1.005 程度でこの目的を満たすことはできない．微小定在波を測定する方法は二，三[(1)(2)(3)]考えられているが，まだ必ずしも十分実用の程度までにいたっていないようである．

従来の定在波測定器による微小定在波の測定を困難にする主要な原因は，機械的精度と測定電源出力の不安定である．したがって微小定在波を測定するにはこれらの影響を除かねばならない．ここに述べる方法は一種のブリッジで，零位法によるものである．したがって標準を必要とするのであるが，それらは微小レベル測定[(4)]の方法によって達成している．

2. 測定原理

測定の原理を図1に示す．ハイブリッド回路を八端子網として表わし，端子1に電源，端子2に検出器，端子3には適当なインピーダンス，端子4には無損失四端子網 $\mathcal{A}$ を通して被測定インピーダンスを接続する．ハイブリッド回路の特性マトリクスを

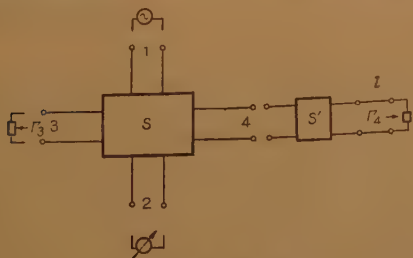



図1　原理図
Fig. 1—The fundamental circuit.

$$[S]=\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \quad (1)$$

とし，四端子網 $\mathcal{A}$ の特性マトリクスを

$$[\mathcal{A}]=\begin{bmatrix} \mathcal{A}_{11} & \mathcal{A}_{12} \\ \mathcal{A}_{21} & \mathcal{A}_{22} \end{bmatrix} \quad (2)$$

とする．被測定インピーダンスの反射係数を Γ_4 とすると，端子4からみた反射係数 Γ_4' は

$$\Gamma_4'=\frac{\mathcal{A}_{11}-\Gamma_4(\mathcal{A}_{11}\mathcal{A}_{22}-\mathcal{A}_{12}^2)e^{-j2\beta l}}{1-\mathcal{A}_{22}\Gamma_4 e^{-j2\beta l}} \quad (3)$$

となる．したがって $\Gamma_4'=0$ とすれば

$$\Gamma_4=\frac{\mathcal{A}_{11}}{\mathcal{A}_{11}\mathcal{A}_{22}-\mathcal{A}_{12}^2}e^{j2\beta l} \quad (4)$$

となる．したがって $\Gamma_3=0$ で，ハイブリッド回路が理想的であれば，$\mathcal{A}$ を調節し検波器入力零にすることによって $\mathcal{A}$ から任意の反射係数を求めることができる．以上は

$$S_{12}=S_{34}=0 \quad S_{42}=-S_{32} \quad \Gamma_3=0$$

の場合について述べたのであるが，実際にはこの状態は厳密には達せられないから，微小反射の測定には大きな誤差となる．図1において端子1より振幅1の電波が入射したものとすれば，検出回路への入射波 b_2 は

$$b_2=S_{12}+\Gamma_3S_{13}S_{32}+\Gamma_4'S_{14}S_{42}+R \quad (7)$$

$R=\Sigma$(Γ の二次以上の項)×(S の三次以上の項)

いま $\mathcal{A}$ を調節して $b_2=0$ とすれば

$$S_{12}+\Gamma_3S_{13}S_{32}+\Gamma_4'S_{14}S_{42}+R=0 \quad (8)$$

であるから

$$\Gamma_4'=-\frac{S_{12}+\Gamma_3S_{13}S_{32}+R}{S_{14}S_{42}} \quad (9)$$

* Measurement of Small Reflection Coefficient in Microwave. By SUKEMOTO KAWAZU, NOBUE INAGE and TOSUKE EDO, Members (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). [論文番号 3263]

また式 (3) から

$$\Gamma_4'=\frac{\mathcal{A}_{11}-\Gamma_4(\mathcal{A}_{11}\mathcal{A}_{22}-\mathcal{A}_{12}^2)e^{-j2\beta l}}{1-\mathcal{A}_{22}\Gamma_4 e^{-j2\beta l}} \qquad (10)$$

であるから式 (9) と式 (10) より

$$\frac{\mathcal{A}_{11}}{\mathcal{A}_{11}\mathcal{A}_{22}-\mathcal{A}_{12}^2}=\Gamma_4 e^{-j2\beta l}+\frac{(S_{12}+\Gamma_3 S_{13}S_{32}+R)(\mathcal{A}_{22}\Gamma_4 e^{-j2\beta l}-1)}{S_{14}S_{42}(\mathcal{A}_{11}\mathcal{A}_{22}-\mathcal{A}_{12}^2)} \qquad (11)$$

となる．したがって Γ_3 を調節して

$$S_{12}+\Gamma_3 S_{13}S_{32}+R=0 \qquad (12)$$

を満足するようにすれば，ハイブリッド回路が理想的な場合と全く同様にして未知の反射係数 Γ_4 は式 (4) によって求めることができる．無損失対称回路においては

$$\frac{\mathcal{A}_{11}}{\mathcal{A}_{11}\mathcal{A}_{22}-\mathcal{A}_{12}^2}=\mathcal{A}_{11}^*\text{(*印は共役を示す)} \qquad (13)$$

であるから，結局未知反射係数 Γ_4 は

$$\Gamma_4=\mathcal{A}_{11}^* e^{j2\beta l} \qquad (14)$$

から求めることができる．

3. 標準とその実現

1項に述べるごとくこの測定法は一種のブリッジによる零位法で，その標準は完全無反射端と $\mathcal{A}$ 回路網である．

3.1 無反射端

完全無反射端はつぎのごとくにして達せられた．

今図1の未知インピーダンスのかわりに可動負荷を接続し，その反射係数を Γ_4 とする．

可動負荷は図3にその概略を示すように，二つの吸収体とその中心にある小さな金属体によってできているものを用いた．金属体は左右に動くと同時に回転も可能であり，吸収体と同時にも，独立にも動かすことができる．したがって $\mathcal{A}_{11}=\mathcal{A}_{22}=0$ とすれば

$$\Gamma_4'=\Gamma_4 e^{-j2\beta l} \qquad (15)$$

であるから，この可動負荷を用いて $|\Gamma_4|$ も l も任意に独立に変化し得ることになる．

このような可動負荷を用いて l のみを変化すれば，Γ_4' の位相のみが変化するのであるから，式 (7) よりあきらかなように検波器の出力は定在波的に変化する．この様子を図2に示した．したがって l を変化することによって検出器の変動がなくなれば，$|\Gamma_4|=0$ が達せられたことになる．

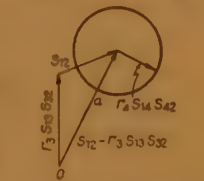



図2　ベクトル図
Fig. 2—Vector diagram showing the initial adjustment.

$S_{12}+\Gamma_3 S_{13}S_{32}+R$ が大きいと l 変化による出力変化の読取りが粗になるので，実際には $S_{12}+\Gamma_3 S_{13}S_{32}+R$ も逐次小さくして行き，その上での変化零となる状態を見出した．このようにしてほとんど無反射の状態が得られるわけである．微小レベル測定技術[4]によれば 106 dB の減衰量の測定は ±5% 程度で測定容易であるから，定在波比 1.00001 以下の検出は容易である．

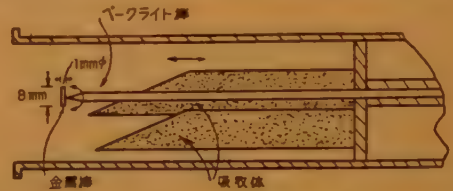



図3　可動無反射端概略図
Fig. 3—The movable dumy load.

3.2 $\mathcal{A}$ 回路網

式 (14) のごとくにして未知の反射係数は求めることができるから，$\mathcal{A}$ 回路網としては，l が自由に変化できるもので $\mathcal{A}_{11}$ が容昇に知られるものでなければならぬ．以上の考察によってつぎのごときものが考えられた．すなわち導波管の長面にスリットを切り自由に上下できる誘電体の細い棒をそれに挿入し，左右にも自由に動かせるものである．これは普通の定在波測定器の探針に誘電体の細い棒を用いたものに外ならない．したがってその横断面は図4 (a) のごとくなる．

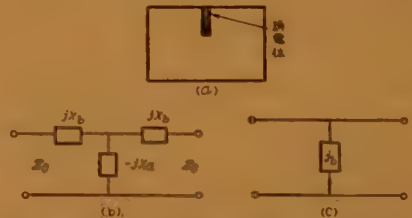



図4　標準リアクタンスの断面および等価回路
Fig. 4—Cross-sectional view and its equivalent circuits of the standard reactance.

一様な電界中に小さな誘電体棒を挿入した場合，それに誘起される双極子能率は準静的取扱の可能な範囲において棒の長さ，断面積および $\kappa-1$ (κ：比誘電率) に比例すると考えられる．したがってこの場合 κ を変えて挿入長，断面積を適当にえらぶことができる．すなわち挿入長に対する $\mathcal{A}_{11}$ の可変精度をあげることができる．このことは金属棒ならばその誘起する双極子能率は断面積および挿入長によるが単純には比例しないこと等と比較して，微小反射係数測定上好都合であ

る．また金属の場合にはそれが導波管外に対してアンテナとなったり，壁面への接触等によって測定の正確さをそこなうことがしばしばあるが，誘電体を用いればそのようなことはなく，機械的な工作精度がきわめて容易になる．

図4(a)のごときものの等価回路は(b)で示せるが，棒が細い場合には X_a は無視することができ(c)のごとく容量負荷が1点に存在するとみなすことができる．したがって $\mathscr{A}_{11}$ は容易求めることができる．まず**2.1**で述べた完全無反射端を接続し，Γ_3 を調節し式(8)を満足するようにする．その状態で端子4を短絡すれば，そのとき端子2に入射する電波の振幅 b_{20} は

$$b_{20}=S_{14}S_{42} \tag{16}$$

である．つぎに $\mathscr{A}$ 回路の誘電体を挿入したときの電波の振幅を b_2' とすれば，

$$b_2'=\mathscr{A}_{11}S_{14}S_{42} \tag{17}$$

であるから

$$\left|\frac{b_2'}{b_{20}}\right|=|\mathscr{A}_{11}| \tag{18}$$

として容易に $\mathscr{A}_{11}$ を求めることができる．すなわち微小レベル測定のみによってこの測定法の標準が確立される．$\mathscr{A}_{11}$ は誘電体棒の挿入の変化のみによっていろいろの値が得られるから，挿入長と $\mathscr{A}_{11}$ の関係をあらかじめ校正しておけば，実際の測定には可動無反射端を必要としない．その校正例を図5に示す．この曲線は 5.8 Gc～6.5 Gcの周波数範囲ではとんど検出不可能の程度に一致している．

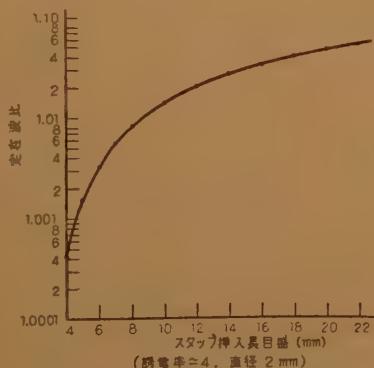



図5　標準リアクタンス校正曲線
Fig. 5—Calibration curve of the standard reactance.

また式(8)を満足するように Γ_3 を調節しなければならないが，$\mathscr{A}$ 回路と全く同一のものを普通に用いられる無反射終端器と組合わせて端子3に接続し容易に達せられる．

4. 残留と誤差

この測定器の残留を決定するものを列挙すれば，

（1）可動無反射端の残留定圧波比
（2）Γ_3 および $\mathscr{A}_{11}$ の再現性
（3）周波数偏差
（4）導波管のフランジの良否およびノックピンのガタ
（5）導波管寸法の誤差

以上5項目について試作機の一例について記す．(1)はVSWR 1.00005 以下に調整した．(2)の Γ_3 と $\mathscr{A}_{11}$ の再現性は誘電体棒の挿入長と位置の再現性によるが，そのいずれも 2.5/100 mm まで読取ることができるから，この程度の寸法誤差に対しては VSWR は 1.00002 程度である．(3)は波長計の確度の点から校正時と測定時の周波数の差異からおこるもので，図6のΓ_3の周波数特性からわかるように ±1 Mc 程度の差で1.0001程度の差である．しかしこれは本質的なものではない．(4)は確定的に決定し難い事柄である．したがって測定器をなるべく良好に製作される以外にない．図7の(a)は今までの測定器のフランジの機械測定結果であり，(b)はこの測定器のフランジ面の状態を示している．この測定値よりあきらかなように開口面の仕上がりはやや中高であるが今までのものよりは，かなり良好に作られている．図8は完全無反射端の再現性を試験するために行なった結果で(a)はこの測定器のためのフランジであり(b)は今までのものであ

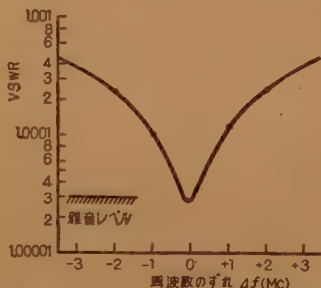



図6　平衡点における周波数変化の影響
Fig. 6—Indication error caused by frequency shift at the balance.

図7　フランジ面の精度（単位 μ）
Fig. 7—Surface roughness of waveguid franges.

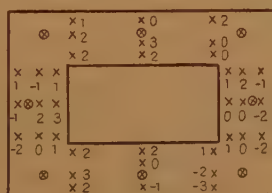
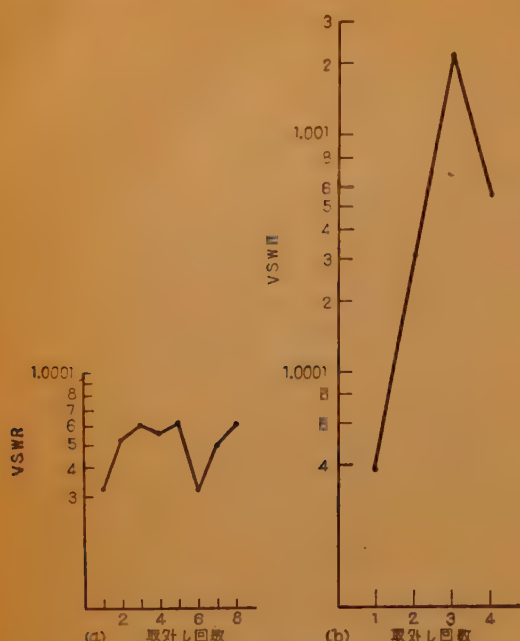



図8　フランジ着け換の再現性
Fig. 8—Resetability of franges.

る．実験は完全に取はずして繰返された．ノックピンも今までのものよりやや厳格であり，そのかん合には水準器を用いて完全に水平になるようにして接続している．これらの実験結果より着換による VSWR の変化は 1.0001 以下であるということができよう．(5) の導波管寸法による残留は製作技術の最高によって決定さるべきであろうが使用のものは理想的なものより VSWR の偏差として 1.0005 程度であった．

以上の事柄を総合すれば，導波管の寸法の絶対値の偏差を考慮しなければ 1.0003 程度である．これらの中フランジの取付以外はさらに容易に改良できるものである．

以上述べた残留のほかにこの測定器には固有の誤差がある．それは $\measuredangle_{11}$ の測定誤差で，これは減衰量測定の誤差に相当する．微小反射係数測定に対しては 100 dB 程度の減衰量の測定に相当するが，現在確立されている測定ではその誤差が ±5% であるから，結局，$\measuredangle_{11}$ 測定の誤差は ±5% と考えることができる．したがって一応実用化された測定器は導波管寸法の絶対値からのずれも考慮に入れて，残留 1.0008，誤差 ±5% ということができる．

5. 測　定　例

前項 図8 (a)(b) が測定例の1つとなる．すなわち (a) にみられるように相対的には小数点以下5桁の検出が容易である．(b) は図7 (b) に示される従来の測定器用のフランジの着け換えによるもので，小数点以下3桁 (1.001 の程度) が変動することがこれによって知ることができる．図9はフランジ締め付け工合によって起こるわずかの反射の変化の状態を測定したもので，0の位置が完全に6本のビスを締め付けたときの値で，1は (1) のビスのみ完全にゆるめてしまったときで，位相が 0.15 mm ずれるだけで大きさには変化がない．2はこれにさらに (2) のビスを完全にゆるめてしまったときを示し．この場合には位相はさらに前と同じだけ移動し，1.0002 程度の大きさの変化を生ずる．3の状態は (1) および (2) のビスを最初の状態に締め直した場合で，電気的にも前の状態に復する．

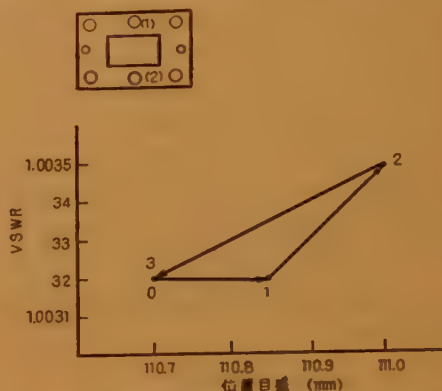



図9　ビスの締め付けによる VSWR の変化
Fig. 9—VSWR variation effected by loose screws.

図 10 は E 面および H 面のずれの大きさに対する VSWR の変化で実線は計算値で点線は測定値である．計算は理想的にそれぞれの面がずれた場合についてであるが，測定値の方はわずかであるが E 面をずらした場合にも H 面

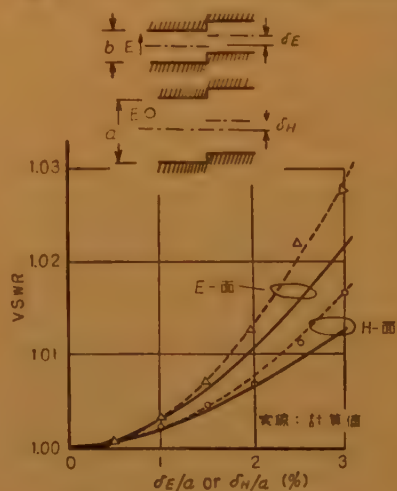



図10　面のズレと VSWR
Fig. 10—VSWR variation caused by in alignment.

のずれはあり，H 面ずらしたときも E 面のずれがあるはずであるから，完全な比較はおこない難いが，測定値は計算値よりいずれも大きくでている．

6. むすび

以上述べた通り従来の定在波測定器と同様な取扱が簡便で，要求されていた残留定在波比 1.001 以下の微小反射係数測定器を確立することができた．読取り精度が小数点以下5位まで容易であるから残留を減らすことによりさらに微小反射の測定も可能である．

今後この測定器で種々の微小な反射係数を測定することにより，いままで不明であった部分があきらかとなり機器の開発に寄与できれば幸甚である．

おわりに種々有益なご討論をいただいた深海無線課長，大橋係長，相馬，高橋両研究主任ならびに実際使用製作の面からいろいろ有益なご意見をいただいた三菱電機および島田理化工業のかたがたに感謝の意を表わす．

文献

（1） 押本：“微小な反射係数の測定法”，昭 32 信学全大，152.

（2） R.E. Beatty : “Magnified and squared VSWR response of microwave reflection coeficient measurement”, Trans. I.R.E. MTT 7, 3, p 346, (1959).

（3） G.F. Engen and R.W. Beatty : “Microwave reflectionmeter technique”, Trans. I.R E. MTT 7, 3, p 351, (1959).

（4） 稲毛：“超高周波微小電圧電力の測定”，通研実報 8, 11, (1959).

（昭和 35 年 8 月 11 日受付）

UDC 621.382.2.029.6

マイクロ波におけるエサキダイオードの特性*

正員　福　井　初　昭

（ソニー株式会社）

要約 エサキダイオードのマイクロ波における動作特性を明らかにするため，物理的考察にもとづいた等価回路を設定し，定在波法によるアドミタンスの測定よりこれらの等価回路定数を求めた．この等価回路定数を基にして計算したアドミタンス特性と実測値とは極めて良い一致を示し，この等価回路はエサキダイオードのあらゆる場合に適用可能なことが明らかになった．前記の測定法ではエサキダイオードの負性コンダクタンス領域における寄生振動の発生をさけるため，特別の考慮が払われた．測定に供された試料では 4.6 Gc でも，なお負性コンダクタンスを呈し，しゃ断周波数は 5.6 Gc，自己共振周波数は 8.7 Gc と推定された．

1. はしがき

エサキダイオードが生れて満3年，最近ようやく実用化のきざしがみえてきた．エサキダイオードは数多くの特長をもっているが，なかんづく，本質的な周波数上限の極めて高い負性コンダクタンスを有するということは非常に大きな魅力である．筆者はこの点にかんがみ，マイクロ波領域におけるアドミタンスの測定よりエサキダイオードの特性を明らかにし，マイクロ波電子機器に応用する場合の基礎資料を得，さらにはマイクロ波用エサキダイオードの設計法を確立したいと考えた．本報告はその最初の試みである．

2. エサキダイオードの等価回路

エサキダイオード（以下 E.D. と略記）の小信号等価回路は物理的考察より図1のように構成される．図1において端子 aa' 間は E.D. の外部端子よりみた全等価回路を示し，cc' 間は pn 接合のアドミタンスを表わす．g_t はトンネル電流にもとづくコンダクタンス，C_b は障壁容量，g_d および C_d は拡散電流に基因するコンダクタンスと容量を示す．g_t, C_b, g_d および C_d はいずれもバイアス電圧の関数となり，特に g_t は順方向のある領域で負値をとる．g_d, C_d はトンネル電流が問題となる順方向微小バイアス領域あるいは逆方向バイアス領域では零とみなしうる．R_s はバルクの抵抗を表わし，広がり抵抗 R_{sp} と高周波においては表皮効果にもとづく抵抗 R_{sk} の和によって構成される．L_s はダイオード容器のインダクタンス，C_s は容器の容量を表わす．

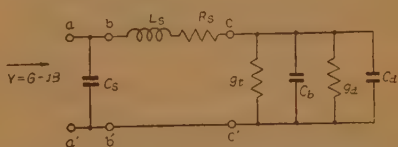



図1　エサキダイオードの小信号等価回路
Fig. 1—Small-signal equivalent circuit of an Esaki-diode.

* The Characteristics of an Esaki-Diode at Microwave Frequencies. By HATSUAKI FUKUI, Member (Sony Corporation, Tokyo). [論文番号 3264]

3. マイクロ波領域におけるエサキダイオード・アドミタンスの測定

E.D. の二端子アドミタンスを定在波法により，0.3～4.6 Gc の周波数帯域にわたって測定した．測定器としては主として GR 製の特性インピーダンスが 50 Ω の同軸測定器を利用し，図2のように配置した（写真1参照）．負性コンダクタンス領域における発振をさけるため，E.D. を純抵抗負荷で終端した形にして，安定条件を満足させている．このような接続により，少なく共測定に使用した $I_p=2$ mA の E.D. では，望ましからざる寄生振動の発生は全バイアス領域にわたり全然認められなかった．I_p の大きな E.D. では一層低インピーダンスの線路を使用するか，あるいはよく整合のとれた変成器を介してインピーダンス変換を行なえばよい．E.D. のマウントには GR 製 874 同軸コネクタを改造した冶具を使用した（写真2参照）．

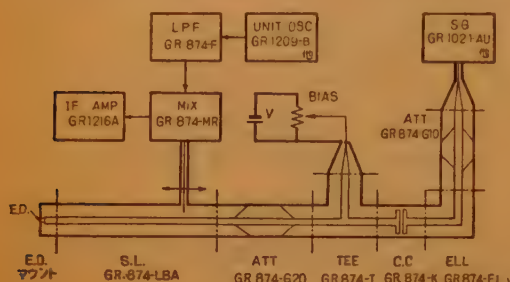



図2　マイクロ波におけるエサキダイオード特性測定装置
Fig. 2—The block diagram of the circuit to measure the characteristics of an Esaki-diode at microwave frequencies.

写真1　測定装置の全景
Photo. 1—Measuring apparatus.

写真2　E.D マウント
Photo. 2—Esaki-diodes and its mounts.

測定はまず E.D. と全く同様の外形をした真鍮のブロックを用意し，これをインピーダンス零の標準インピーダンスと考えた．これをマウントにおさめ，定在波を測定して電圧最小の位置を求め，この位置をアドミタンス無限大の基準面 x_s とみなした．この基準面と半波長との関係は図3に示すように 45° の直線となり，定在波比は無限大とみなしうる程度に大きい値であったので，この標準インピーダンスのインピーダンスは完全に零と考えてもよいと思われる．

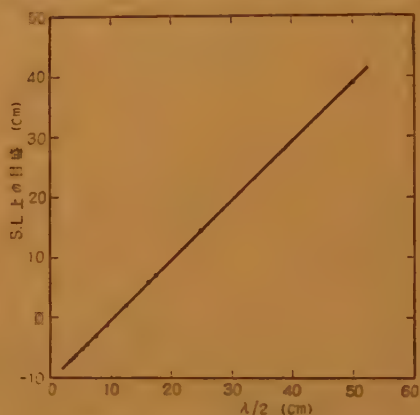



図3　標準零インピーダンスの電圧最小の位置と半波長の関係
Fis. 3—Relations between half-wave length and minimum voltage point, in the case of an impedance standard with zero impedance.

つぎに E.D. に入れかえ，入力レベルを 1 μW 以下にしてアドミタンスを測定した．このレベルはその大きさを2倍にしても測定値に変化がないので微小信号とみなしうる．また検出感度を高めるため検波器には超ヘテロダイン方式を採用した．かくして定在波比 ρ と電圧最小の位置 x_{min} が求まると，基準面 x_s におけるアドミタンス Y は

$$Y=Y_0\left\{\frac{\rho-j\tan\frac{2\pi}{\lambda}(x_{min}-x_s)}{1-j\rho\tan\frac{2\pi}{\lambda}(x_{min}-x_s)}\right\} \qquad (1)$$

で与えられる．この Y は E.D. のアドミタンスに他ならない．ここに Y_0 は線路の特性アドミタンスでこの場合は 20 m℧ である．ここで問題になるのは負性

コンダクタンス領域における取扱いであるが，そのときは ρ を負値で表示すればよい．負性コンダクタンスであるかどうかは定在波の振幅が完全反射の場合の電圧最大値よりも大きくなりうるかどうか，あるいは問題点の前後で測定値がどのような変わり方をしているか，ということで判別可能である．

図4はかくして求めた E.D. アドミタンスのバイアス特性であり，種々の周波数で示してある．測定点は図1の aa' 間に相当する．測定試料は SONY Ge E.D. 1T1103 で，その V-I 特性を写真3に示す．図4の点線部分は負性コンダクタンスの領域である．これより 4.6 Gc においてもなお aa' 端子間でみて負性コンダクタンスが失なわれていないことがわかる．この図をかきなおすと図5および図6を得る．

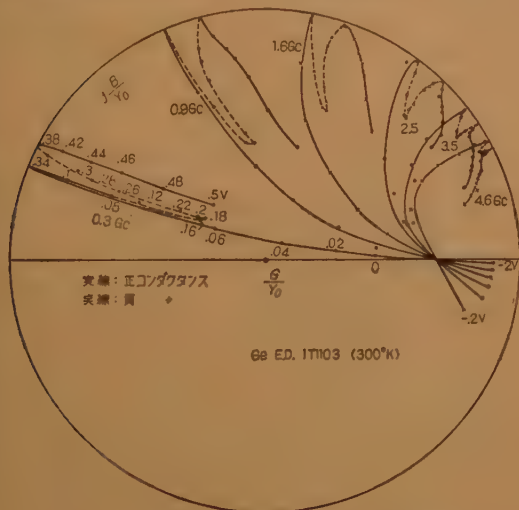



図4　エサキダイオードのアドミタンス特性
Fig. 4—Admittance locus of an Esaki-diode at microwave frequencies.

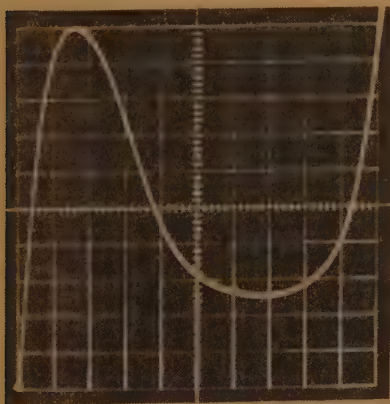



写真3　供試 E.D の V-I 特性
横軸：50 mV/div.
縦軸：0.2 mA/div.
Photo 3—Voltage-current characteristic of an Esaki-diode used in the experiments.
Vertical : 50 mV/div.
Horizontal : 0.2 mA/div.

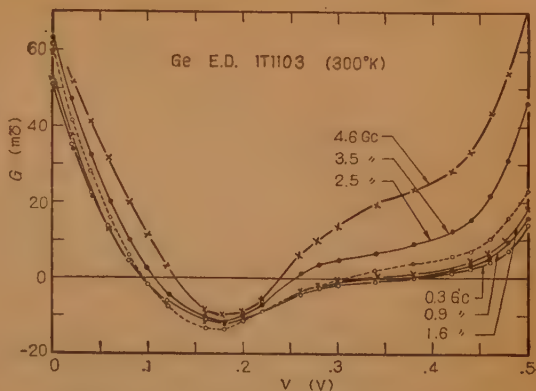



図5　エサキダイオードの二端子コンダクタンス
Fig. 5—Conductance versus applied bias at various frequencies.

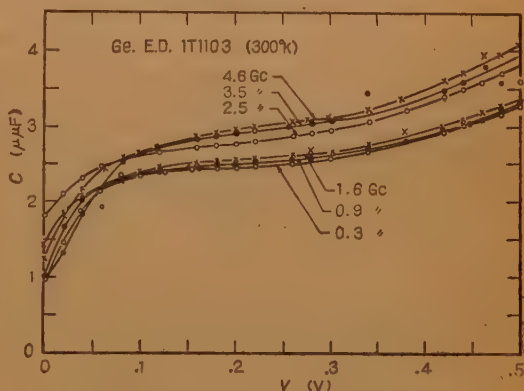



図6　エサキダイオードの二端子容量
Fig. 6—Capacitance versus applied bias at various frequencies.

4．測定結果の検討

つぎに前節の測定法により得られた結果を図1の等価回路と結びつけて吟味しよう．

まず，C_s については，組立後断線した多数の E.D. について C_s を測定し，最も確からしい値として 0.85 $\mu\mu$F を得た．正確にはすべての測定が終ってから，その E.D. を故意に断線させてそのものの C_s を測定すればよい．

つぎに R_s と L_s の評価を行なってみよう．それには逆方向にバイアスを充分にかけ，図1の g_t が非常に大きくなるところに注目すればよい．どの程度にバイアスをかければよいかは図7の低周波における逆方

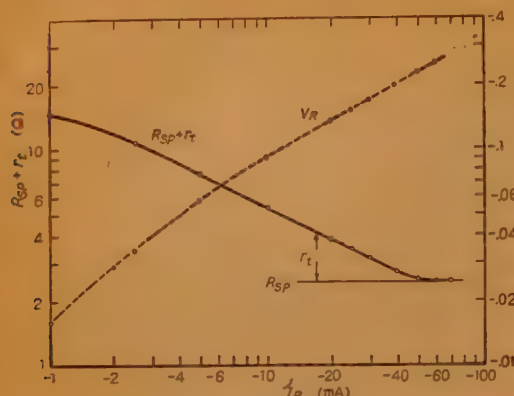



図7 エサキダイオードの逆方向特性と広がり抵抗の関係
Fig. 7—Reverse characteristic of an Esaki-diode.

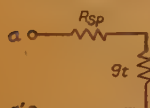



図8 エサキダイオード・トンネル電流の低周波等価回路
Fig. 8—Low-frequency equivalent circuit for tunneling region.

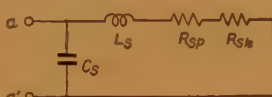



図9 深い逆バイアスをかけたエサキダイオードの等価回路
Fig. 9—Equivalent circuit of an Esaki-diode with sufficiently deep bias in reverse direction.

向コンダクタンスの測定結果より明らかである．この場合にはすべてのリアクタンス，サセプタンスおよび R_{sk} は無視できるから等価回路は図8のようになる．図7より $|I_R|$ を 60 mA 以上流せば（あるいは $|V_R|$ を 250 mV 以上かければ），g_t は無限大になり，R_{sp} は 2.45 Ω であることがわかる．このような逆バイアスをかけておくと高周波での等価回路は図9のようになる．ここで C_s は既知であるから，Y から $j\omega C_s$ を差引いた残りをインピーダンスに変換すれば，実数部より $R_s=R_{sp}+R_{sk}$，虚数部より L_s を得る．さらに R_{sp} も既知であるから R_{sk} が分離できる．図 10 にかくして求めた L_s と R_{sk} の周波数依存性を示す．ただしこの場合は E.D. の最大定格の都合上，I_R を －40 mA にとどめたので，$r_t=1/g_t=0$ とならず 0.25 Ω が残ってしまった．しかし $1/(2\pi r_t C_b)$

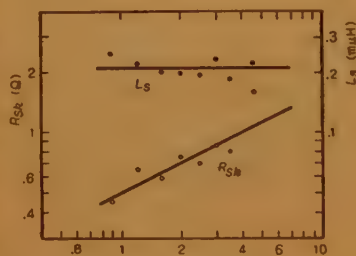



図10 R_{sk} と L_s の周波数依存性
Fig. 10—Frequency dependence of R_{sk} and L_s.

≈400 Gc となって極めて高いから C_b の影響は無視でき，図9の R_{sp} の代わりに $R_{sp}+r_t$ を使用すればよい．図 10 によれば R_{sk} は $0.5\sqrt{f_{(Gc)}}\Omega$ となって表皮効果の性質をよく表わしている．また L_s はほゞ一定で 0.21 mμH とよみとれる．

以上述べた過程によりすべての寄生素子が取除かれ，任意の周波数あるいはバイアスにおける接合部のアドミタンスを得ることができる．図 11 にかくして

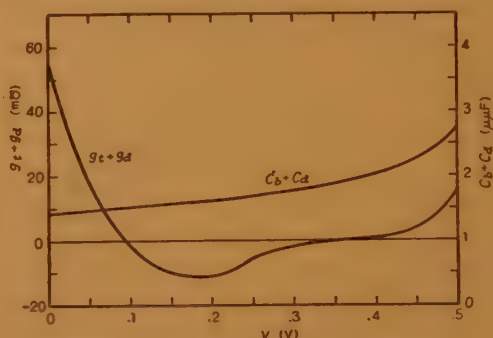



図11 pn 接合のコンダクタンスと容量のバイアス依存性
Fig. 11—pn-junction conductance and capacitance versus applied bias.

求めた接合部のコンダクタンス (g_t+g_d) と容量 (C_b+C_d) のバイアス特性を示す．これらの値は周波数には無関係である．図 11 を図5あるいは図6と比較するとコンダクタンスの大きな部分でそれぞれ両者間に相違がみられる．これはいずれも L_s および R_s の影響をうけたためであって，零バイアス付近における C の相違が著しい．

つぎに C_b と C_d を分離するため，バイアス電圧と $1/(C_b+C_d)^2$ の関係を求めると，図 12 のようにトンネル電流の領域では直線にのるが，拡散電流領域では余分の容量を生ずるために直線から外れる．直線部分

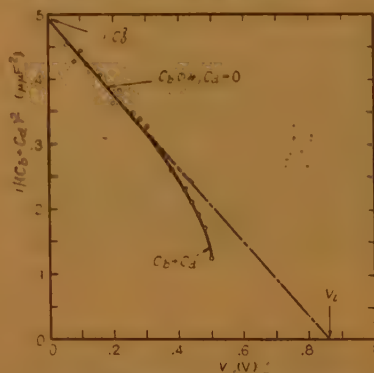



図12 接合容量のバイアス電圧依存性
Fig. 12—Barrier capacitance versus applied bias.

の容量が C_b で，余分の容量が C_d である．C_b は階段状接合の障壁容量に対する式，

$$C_b=\frac{\varepsilon A}{W}=A\left[\frac{\varepsilon q}{2}\cdot\frac{pn}{p+n}\cdot\frac{1}{V_i-V}\right]^{1/2} \quad (2)$$

$$=\frac{C_0}{\sqrt{1-(V/V_i)}} \quad \text{(MKS 単位)} \quad (3)$$

を満足する．ここに ε は誘電率，A は接合面積，W は接合の幅，q は電子電荷，p は p 側の正孔濃度，n は n 側の電子濃度，V_i は静電ポテンシャルの差，V は印加電圧である．図12より $C_0=1.4\ \mu\mu$F, $V_i=0.86$ V を得るが，この V_i 値は p および n がそれぞれ $4\times10^{19}\text{cm}^{-3}$ の Ge pn 接合について概算した値と一致する．また，C_d は図13に示すようなバイアス依存性を示し，高バイアス領域では拡散容量の式

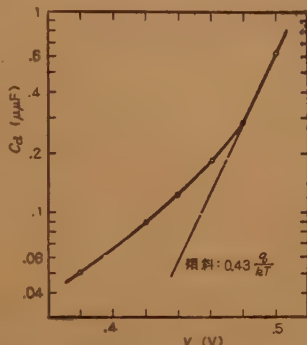



図13　拡散容量のバイアス電圧依存性
Fig. 13—Diffusion capacitance versus applied bias.

$$C_d=\frac{q^2}{kT}(n_pL_n+p_nL_p)e^{\frac{qV}{kT}} \quad (4)$$

にしたがっている．

C_b はまたつぎのようにしても求められる．図5および図6によれば負性コンダクタンス領域では 1 Gc まで G,C の値はほぼ一定である．このことは L_s,R_s の影響が無視されて，図14のような単純な等価回路で表現しても差しつかえのないことを意味する．このような場合には C から C_s を引いて直ちに C_b が得られる．

図14　周波数が比較的低い場合の負性コンダクタンス領域における等価回路
Fig. 14—Low-frequency equivalent circuit for negative conductance region.

接合部コンダクタンスのバイアス依存性に関しても解析的に表現することは可能であるが，はなはだ複雑となるのでここではさけ，低周波で測定した V-I 特性の微係数がコンダクタンスを与えることを指摘するにとどめる．

以上で図1の等価回路定数がすべて求められ，つぎはこれらの値を使って計算した結果があらゆる場合に

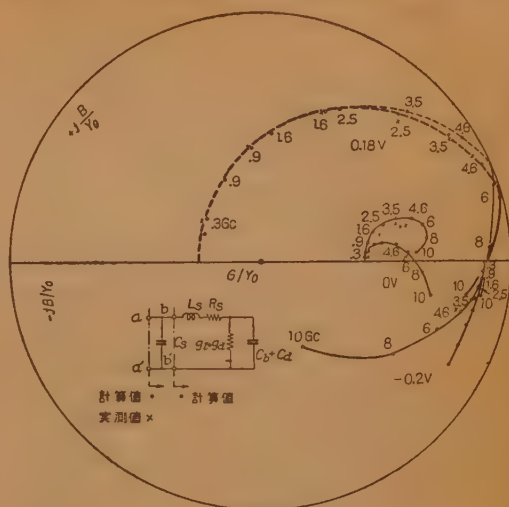



図15　計算値と実測値の比較
Fig. 15—Comparison of calculated values of admittances with measured ones.

実測値と一致するかどうかを検討する段階である．図15に二,三の代表点における両者の比較を示す．いずれの場合もよい一致を示し，上記の諸考察の正当性が立証された．したがって図1の等価回路はあらゆる場合に成立すると考えてよい．

5. エサキダイオードの性能指数について

E.Dはもともと周波数上限の極めて高い負性コンダクタンスを有することがその第1の特長である．負性コンダクタンスを発生する機構そのものの動作速度は極度に速いとされているが，接合容量のため $(C_b/|g_t|)$ なる時定数を生じ，これがエサキダイオード接合部の動作速度を支配する．したがって $(C_b/|g_t|)_{\min}$ の大小がマイクロ波用 E.D. の良否を判定する第1の鍵になる．この値は材料の物理的性質と不純物濃度に関係し，近似的に次式で与えられる[1]．

$$\left(\frac{C_b}{|g_t|}\right)_{\min}\simeq\frac{Kh}{2an}\left(\frac{\varepsilon}{2E_g^3}\right)^{1/2}\left(\frac{pn}{p+n}\right)^{1/2}\exp\left\{\frac{8\pi}{3}\frac{E_g}{hq}(\varepsilon m^*)^{1/2}\left(\frac{p+n}{pn}\right)^{1/2}\right\} \quad (5)$$

ここに K は定数，h はプランクの定数，a は格子定数，E_g はエネルギ間げき，m^* は実効質量である．Ge E.D. の場合には式 (5) は $p=n$ と仮定すれば，

$$\left(\frac{C_b}{|g_t|}\right)_{\min}\simeq10^{-2}n^{-1/2}10^{2.72\times10^{13}\cdot n^{-1/2}} \quad (6)$$

となる．式 (6) を図示すると図 16 のようになり，$(C_b/|g_t|)_{min}$ は不純物濃度に対して非常に敏感なことがわかる．図16より $n=4\times10^{19}\mathrm{cm}^{-3}$ では $(C_b/|g_t|)_{min}$ は約 0.4×10^{-10}sec になる．実測値は 1.3×10^{-10}sec であるが，この E.D. の不純物濃度も恐らくこの程度あるものと思われる．

図 16　不純物濃度と時定数の関係

Fig. 16—Relation between impurity concentration and time constant indicating the figure of merit of an Esaki-diode.

$(C_b/|g_t|)_{min}$ は接合部のみに関係する時定数であって外部端子よりみた動作は必ずしもこの値のみによって規定されるものではない．実際上は寄生素子である R_s, L_s の影響を大いにうけて実用可能な上限周波数がおさえられてしまう．R_s によりしゃ断周波数 f_{co} が，L_s により自己共振周波数 f_{sr} がつぎのようにきめられる．

$$f_{co}=\frac{|g_t|}{2\pi C_b}\sqrt{\frac{1}{|g_t|R_s}-1} \qquad (7)$$

$$f_{sr}=\frac{|g_t|}{2\pi C_b}\sqrt{\frac{C_b}{L_s g_t^2}-1} \qquad (8)$$

式 (7) および式 (8) に前記の等価回路定数を代入すると $f_{co}\simeq5.6$ Gc, $f_{sr}\simeq8.7$ Gc を得る．これよりこのダイオードは 5.6 Gc の基本波振動を発生する可能性をもっていることがわかる．

6. む　す　び

E.D. の物理的考察より妥当と思われる等価回路を設定し，その等価回路定数をマイクロ波領域において定在波法により測定した．その結果上記等価回路で E.D. の動作特性を低周波からマイクロ波領域にいたるまで充分正確に表現しうることを見出した．この測定法では E.D. の寄生振動を防ぐため特別の考慮が払われた．測定に使用した E.D. は 4.6 Gc においても負性コンダクタンスを呈し，等価回路定数よりしゃ断周波数は約 5.6 Gc，自己共振周波数は約 8.7 Gc と推定された．

終りに信号発生器を心よくお貸し下さった電電公社電気通信研究所の伏見和郎氏および稲毛信衛氏，日本放送協会技術研究所の中野朝安氏および田子島一郎氏に厚く御礼申上げる次第である．

文　献

(1) 福井初昭："エサキダイオード"，電子工業 9, 9, p 840, (1960-09).

(昭和 35 年 8 月 17 日受付)

投　　書

UDC 621.317.74 : 621.372.812
621.372.824

同軸定在波測定器における偏心の影響*

正員　高橋久夫
(電気通信研究所)

同軸定在波測定器の内軸の偏心によって生ずる，いわゆる残留定在波比は，ある程度不可避であるから，設計者としては，許容し得る残留定在波比に応ずる許容偏心量を知る必要がある．しかるに，従来，これらの間の関係が明確ではなかったように思われるので，筆者は，設計上の見地より，図1において探針が等価的に $y=y_a'$ および y_a にある場合の探針基部に誘起される電圧（これらをそれぞれ V_a', V_a とする）の比 $|V_a'/V_a|$ をもって残留定在波とし，これと探針長および偏心量との関係について検討したところ，結論として，つぎのように考える．すなわち

図1　探針を挿入した偏心軸線路の断面（u,v は双極座標）
Fig. 1—The cross-section of the eccentric line with a probe inserted. (u,v : Bipolar coordinates).

探針を特に長く挿入しない限り，残留定在波比 ρ_r は近似的に探針長に関係なく次式によって与えられる．

$$\rho_r \simeq \left|\frac{E_{ya}'}{E_{ya}}\right| = \frac{(1+q)^2-p^2}{(1-q)^2-p^2} \qquad (1)$$

ここに，　$p=\dfrac{b}{a}$, $q=\dfrac{\delta}{a}$

δ : 偏心量，a, b : 外，内導体半径

$E_{ya}, E_{y'a}$: $y=y_a, y_a'$ における外導体内面電界

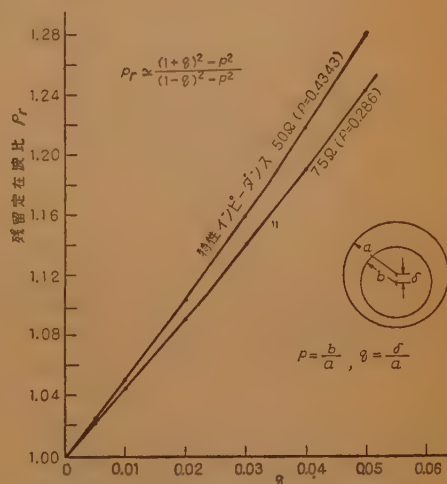



図2　偏心による残留定在波比の一般表示
Fig. 2—The general relations between the eccentricity and the sesidual voltage standing wave ratioes.

である．

図2は，同軸の特性インピーダンスが50Ωと75Ωとの場合について，式(1)によって計算した ρ_r-q の関係を示す．

つぎに，式(1)が実用的一般式と考えられる根拠について簡単に説明する．

内軸が偏心したような線路を偏心軸線路として，双極座標を用いて断面内の界分布を求め，さらに，管内には TEM 波のみが存在するものとし，かつ，探針を合布定数回路として ρ_r を求めれば次式を得る．

$$\rho_r = \frac{\cos(\alpha'-kl)\{S_i(\alpha')-S_i(\alpha'-kl)\}}{\cos(\alpha-kl)\{S_i(\alpha)-S_i(\alpha-kl)\}} \cdot \frac{-\sin(\alpha'-kl)\{C_i(\alpha')-C_i(\alpha'-kl)\}}{-\sin(\alpha-kl)\{C_i(\alpha)-C_i(\alpha-kl)\}} \cdot \frac{-\cos(\beta'+kl)\{S_i(\beta'+kl)-S_i(\beta')\}}{-\cos(\beta-kl)\{S_i(\beta)-S_i(\beta-kl)\}} \cdot \frac{+\sin(\beta'+kl)\{C_i(\beta'+kl)-C_i(\beta')\}}{+\sin(\beta-kl)\{C_i(\beta)-C_i(\beta-kl)\}} \qquad (2)$$ 注(1)

* Effects of Eccentricity in a Coaxial Standing Wave Detector. By HISAO TAKAHASHI, Member (Electrical Communication Laboratory, Tokyo).
[論文番号 3265]

ここに　$k=\dfrac{2\pi}{\lambda}$　(λ は使用波長)

$$\left.\begin{aligned}
&\alpha=k(y_a-s)=k(\sqrt{a^2+s^2}+a-s)\\
&\beta=k(y_a+s)=k(\sqrt{a^2+s^2}+a+s)\\
&\alpha'=k(s-y_a')=k(s+a-\sqrt{a^2+s^2})\\
&\beta'=k(s+y_a')=k(s-a+\sqrt{a^2+s^2})\\
&s^2=\{(a+b)^2-\delta^2\}\{(a-b)^2-\delta^2\}/4\delta^2\\
&S_i, C_i \text{ はそれぞれ正弦，余弦積分}
\end{aligned}\right\} \quad (3)$$

である．すなわち，s は，a,b,δ を与えることにより (3) の関係で一義的に定まり 双極座標 u,v との間に

$$x=\frac{s\sin v}{\cosh u-\cos v},\quad y=\frac{s\sinh v}{\cosh u-\cos v}$$

の関係によって結ばれる定数であって，特に $\delta=0$ なる同軸の場合は $s=\infty$ の場合に相当する．

また，電界については

$$\left.\begin{aligned}
E_{y'a}&=\frac{V(z)}{s(u_1-u_2)}(\cosh u_2+1)\\
E_{ya}&=\frac{V(z)}{s(u_1-u_2)}(\cosh u_2-1)
\end{aligned}\right\} \quad (4)$$

として表わされる．

ここに，

$V(z)$ は偏心軸線路の内外導体間の電圧，

u_1, u_2 は，それぞれ内外導体面の双極座標，

$$u_1-u_2=\ln\left\{\frac{a}{b}\,\frac{1+\sqrt{1+\left(\frac{b}{s}\right)^2}}{1+\sqrt{1+\left(\frac{a}{s}\right)^2}}\right\}$$

$$\simeq\ln\left[\frac{a}{b}\left\{1-\frac{1}{4s^2}(a^2-b^2)\right\}\right]$$

$$\left(\left(\frac{a}{s}\right)^2,\ \left(\frac{b}{s}\right)^2\ll 1 \quad \text{のとき}\right),$$

また

$$\cosh u_2=\sqrt{1+\left(\frac{s}{a}\right)^2}$$

であるから，

$$\frac{E_{y'a}}{E_{ya}}=\frac{\sqrt{s^2+a^2}+a}{\sqrt{s^2+a^2}-a} \quad (5)$$

とすることができる．

図3注(2)，図4および図5注(3)には，20 DA 同軸と称する同軸線路（公社規格，$2a=19.94$ mm，$2b=8.66$ mm）について実験値と共に，式 (2) および (5) で計算した結果を示してある．すなわち，これらの図から明らかなように，一般のインピーダンス測定に使用する程度の探針長の短い範囲では，式 (2) と式 (5) は実際上同値をとるものと考えられ，しかも，これらは実験値とその傾向が極めて良く一致している．したがって式 (5) を (3) の関係を用いて変形して得られる式 (1) は実用的な一般式と考えられる．

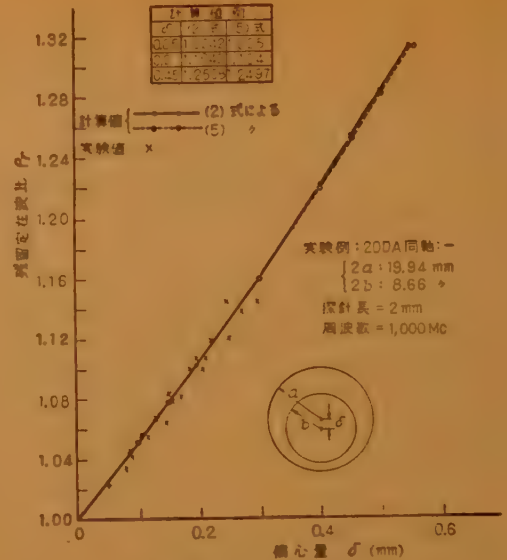



図3　偏心による残留定在波比

Fig. 3—The residual voltage standing wave ratioes caused by the eccentricity.

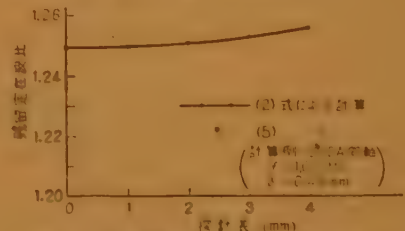



図4　探針長を変えたときの残留定在波比の変化（計算値例）

Fig. 4—The variation of the residual voltage standing wave ratio with the probe length (calculation).

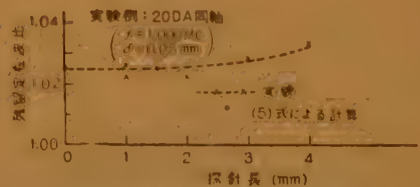



図5　探針長を変えたときの残留定在波比の変化（実験例）

Fig. 5—The variation of the residual voltage standing wave ratio with the probe length (experimantal results).

図2または図3によって，微小な偏心も，特に精密測定には誤差の大きな要因となり得ることがわかるが，さらにこれに加えて，同軸の場合には導波管の場合と異なり，これに接続される外部回路との接続の状況いかんによっては，測定器自身の内軸の偏心の状態が大きく変わり得ることは注目すべきことである．その一例を図6に示す．すなわち同図では，測定器の出入力端に接続された外部回路 A,B をそれぞれ別個に回転して得られる測定器内軸の偏心状況の相対的変化を，A,B の回転角の組合わせによる4個の代表的例について示してある．この実験例に使用した回路 A,B は共に日常使用する同軸素子であるが，同図によれば，見掛上の残留定在波比として 1.006 から 1.02 程度にも容易に変わり得ることに相当する．これは，ただの一例に過ぎないが，実際問題としては，むしろ，このような原因による測定誤差が他の原因によるものより大きくなる場合も考えられ，したがって設計および測定上，端子の構造および偏心には大いに注意する必要があるものと思う．

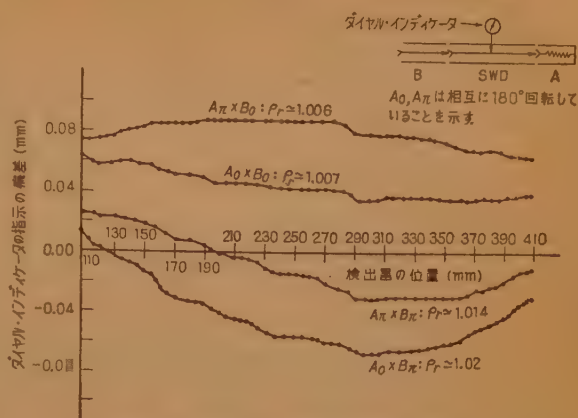



図6　外部回路による残留定在波比の変化

Fig. 6—Effects of connection with other circuits on the residual voltage standing wave ratioes.

(注 (1),(2),(3)：昭 34 連大 No. 181 中の式 (7)，図3および図4をそれぞれ本論文中の式(2)，図3および図5のように訂正する.)

(昭和 35 年4月 15 日受付，7月7日再受付)

技術展望

UDC 535.376 : 621.32
535.312.5 : 621.397

オプトロニック論理回路への EL-PC の応用*

正員　二階堂靖矩
（電気通信研究所）

1. はしがき

現在，人間の五感では複雑な電気信号を直接感知することはできない．したがって，人間の間の情報交換では，電気信号は単に情報伝達または処理の役割を演じ，必ず電気対光または音声変換が必要である．

オプトロニックス (optronics 又は opto-electronics) とは光学 (optics) と電子工学 (electronics) との関係を究明する学問に対し，RCA 研究所の E.E. Loebner 氏が名づけたものである(1)．しかし，最近では情報伝送の媒体が光（入出力が光）で，その処理を電子的に行なうものを optoelectronics と呼び，情報伝送の媒体が電子的（入出力が電子的）で，その処理に光を使用するものを electro-optics と分けることもある(2)．これは情報伝送系も電子でなく，光で行なうことを考えた分類である．しかし，これは phonon とか spin のごときものが伝送系に使われる時代の問題であるから，一応筆者はこの考えをとらないことにする．またオプトロニックスが取扱う範囲は非常に広いが，ここで扱う オプトロニック 装置の 対象は 固態装置 (solid state devices) に限定する．

オプトロニックスを通信に使うとき，入力および出力の情報が画形 (pictorial form) であるとき有利なのは当然であるが，人間の神経のように情報が並列に入ってきて，これを処理する装置を作るときも非常に有利になる．人間の最も精度が高く，したがってもっとも多くの情報を瞬時に感知できる器官である眼とそれを処理する脳との協動作用は将来の電気通信の進歩の方向を示唆するものであり，オプトロニックスはその直接的な一分野をになうものである．

以下，オプトロニックス用素子のごくあらましとその論理素子としての応用を展望してみたいと思う**．

2. オプトロニックス用材料

最近各種のオプトロニックス用素子がでているが，ここではエレクトロルミネセンス（以下 EL とかく）材料および光導電（以下 PC とかく）材料でできている素子に限定することにする．

ルミネセンス現象はすでに 16 世紀から研究されているが，今日まで，その複雑な機構は充分わかっていない．EL はここ数年の間に非常に発展したが，それでもまだ一般的実用目的に対しては，幼稚な段階にある．その程度を示すために，私のてもとにある文献から各種 EL 材料の特性の一覧表を作ってみると表 1 のごとくなる(3)．表から分かるように，蒸着以外 EL は 100 ボルト程度の電圧では輝度の絶対値も低く，能率もよくなく，また寿命もそう長くはない．しかし，直接，電気を光に変換できるということ自身およびそのことから将来の性能の向上も期待できるという利点がある．

光導電物質は約 100 年の歴史をもつ材料で，現象論的ではあるがルミネセンスよりはよほどよく分かっている．その理論的究明と共に光導電特性も向上し，ここ数年の間に約 200 倍も特性が改良されている．このほか，最近では CdS および ZnO 中の空間電荷流は興味深い特性をもった絶縁体装置として将来の発展が期待できる．表 2 には最近発表された光導電材料の内 CdS 系の目ぼしいものを拾って一覧表にしておいた．表から推定すると，光電力変換率は他の材料や装置に比し格段に大きい*.

Ge や Si の元素半導体は 近年になって研究されたものであるが，その性能や基本特性および機構理論が非常によく分かっている．この 3 者(EL, PC, 元素半導体）の間には発見の時期と理論解明度の間に時間的逆関係がある．これは自然科学が過去にきずかれた基礎の上にのみ実をむすぶということを考慮し，また Ge トランジスタのごとき時代の脚光をあびた用途があったことを考慮しても成立つように思う．その理由は各物質のエネルギギャップが 1 eV 増加するごとに，増

* Optronic Devices and Logic Networks. By YASUNORI NIKAIDO, Member (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). [資料番号 4848]

** 本展望以外の応用および材料については信学誌第 43 巻，第 4 号，(1960-04) 475～484 ページ参照．

* この材料の一覧表はある断面をとって並べたものであるから，表のみによらず表中の参考文献を参照していただきたい．

加する格子欠陥レベル数またその相互関係から，その物質の特性の複雑性が約 10 倍に増加し，研究の困難性も累加されるからと考えられる．現在，利用されている元素半導体のエネルギギャップは大約 1 eV 程度光導電物質のそれは大約 2 eV，けい光体は約 3 eV である．また化学冶金上，その純度を上げようとするとエネルギギャップの指数関数的に困難性が増す上に，CdS(PC)，ZnS(EL) のごとき化合物になるとさらに製作がむずかしい．

一方，このエネルギギャップの大きいことは Ge や Si で得られない応用への途が生ずることは言をまたない．

3. 最近のオプトロニックス装置

最近研究発表された装置は大別すると，光増幅器，表示装置および論理回路のいずれかに属すると思う．ここでは，この内，論理回路だけを展望する．

3.1 オプトロニック・スイッチ

表 1 EL 特性一覧表

	試料	電圧	周波数	A.C D.Cの別	発光輝度	発光波長分布	能率	製作会社	発表文献名	備考
I. 分散EL	ZnS : Mn		20 ~5,000 c/s	A		peak 5,900Å		G.E.	Phy. Rev. p 349 '54	セルは vapor reaction にて製作，膜厚 10 μ. decay 1.3 ms
	ZnS : CuCl	300V		A	20 fL	G	14 l/W	W.H.	Electrochem. Soc. p 585, '58	粒子直径 6 μ. caster oil suspend
	ZnS powder cell	200V	10 kc	A	240 fL		入力 50 mW/cm^2	W.H.	I.R.E. 46, No. 10, '58	ELF パネル用
		100V	10 kc	A	200 fL		入力 0.2 W/cm^2	〃	〃	Life : 3,000 時間以上
		240~460V	60~400 c/s	A	相当明るい		〃	〃	〃	50 fL の中で 6 cm の文字が 15 m の距離から認め得た
	ZnS : CuCl	110V	60c/s (50 ~10 kc/s)	A	かなり明るい		2 l/W	Sylvania	Sylvania Tech. 8, No. 2	Life (輝度 60% 低下まで) 25,000~40,000時間
		420V	10 kc	A	100 ft-l		10 l/W			ポーセレンエナメル埋込
		150V	10 kc	A	80 fL					coactivator (Br, I, Al, etc)
		150V	60 c/s	A	17 fL					
	0.6 ZnS 0.4 ZnSe Cu(0.1)Br	100V	10 kc	A	10 fL		16%	RCA		
		183V	繰返し 600 c/s	パルス 40 μs	1.4 fL	G	0.55 l/W	〃		
	発表されている材料		1 kc			6,450 Å				
			〃			5,650 Å		RCA		
			〃			5,220 Å				
			〃			4,450 Å				
		350V	50 c/s					RCA		Life 275 時間で約 60% (測定は理研で行なった)
II. 結着EL	ZnSe : CuCl	0~60V	100~10 kc	D+A	A或はDのみの場合の最大 250 倍	R	14 l/W (推定)	W.H.	Phys. Rev. '59	
	ZnS : Cu	〃	〃	〃	〃	B		〃		
	ZnS : CuCl	〃	〃	〃	〃	B		〃		交直重ね合せ
	ZnS : CuCl	〃	〃	〃	〃	G		〃		
	ZnSSe : CuCl	〃	〃	〃	〃	Y		〃		
	ZnS : Se : CuClMn	〃	〃	〃	〃	Y		〃		
III. 蒸着EL	ZnS : MnCl	100V		A & D	かなり明るい	5,800 4,800 6,800		G.E.	G.E. Rev. No. 5 '56	Vapor deposition method 厚み 10 μ. PEL
	ZnS : AsCl	100V		D	〃	5,900 400 9,000		〃	Phys. Rev. No. 3 '57	厚み 10 μ. PEL
	ZnS : PCl	100V		D	〃	5,300 3,600 7,000		〃	〃	厚み 10 μ. PEL
	ZnS : CuCl	10V	10 kc		5×10^{-2} fL	B		W.H.	J. App. Phys. 28 No. 2, '57	log $H \propto V^{-1/2}$ 厚み 1~5 μ.
		25V	〃		10 fL	B				
		100V	〃		100 fL	B				
	ZnS : CuCl	10V	10 kc	A	10^{-2} fL	green		W.H.	J. App. Phys. 28, No. 2, '57	log $H \propto V^{-1/2}$ 厚み 1~5 μ.
		25V	〃	A	6 fL	green		〃		
		100V	〃	A	100 fL	green		〃		
	ZnS : CuCMn	10V	10 kc	A	10^{-3} fL	yellow		W.H.		
		25V	〃	A	3 fL	yellow		〃		
		100V	〃	A	100 fL	yellow		〃		
	ZnS : CuCl	2.9V	100 c/s ~10 kc	A	10^{-3} fL	green-blue		W.H.	Phys. Rev. 116, No. 4, '59	厚み約 1 μ.
		4.0V	〃	A	0.02 fL	green-blue		〃		

表 1　つ　づ　き

	試　　料	電　　圧	周 波 数	A.C D.C 別	発光輝度	発光波長分布	能　　率	製作会社	発表文献名	備　　　考
IV. その他の物質のEL	SiC	1.8V で発光開始		D		順方向 Y-O 逆方向スポット	1 Photon / 10^6 electron	W.H.	J. App. Phys. 28, No. 7 '57	$H \propto I$
	ZnO	2.5～10V で発光開始		D	相当明るい	G-B G-B	悪　い		〃	〃
	Ge, Si	低　圧		D		順方向赤外域 0.8, 1.1 eV 逆方向	1Photon/500 electron 10^{-6} l/W		Phys. Rev. 99, No. 4, '55	
	CdS	10^3 V/cm で発光		D		Y G	5×10^{-6} l/W	RCA	Phys. Rev. 105, '57	$H \propto I$ decay 1 μs
	$BaTiO_3$		30 Mc	A		Y	10^{-7}～10^{-6}%		Phys. Rev. 111, No. 1, '58	単結晶，セラミック
	$SrTiO_3$	標　準	〃							単結晶
	$KNbO_3$	少し高い	〃							単結晶
	$CaTiO_3$	〃	〃							セラミック
	$PbZrO_3$	〃	〃							セラミック
	TiO_2	非常に高い	〃							単結晶，セラミック
	ZnS	高　い	〃							単結晶
V. III-V Compounds	Cu_2O			D		赤 外 域		North Western Univ.	Phys. Rev. 113, No. 5, '59	Cu 正 response time 1 ms
	GaP					可 視 光		U.S. Army 研究所	Phys. Rev. 114, No. 5, '59	
	Ga(PAs)					〃		〃	〃	
	(GaIn)P					〃		Siemens	Jour. Electronics No. 9, '55	
	AlN			A & D	powder ZnSと同じ	4,000 ～5,000 Å	10^{-3} l/W	U.S. Army 研究所	Phys. Rev. 114, No. 5, '59	残光最大 10 分
	GaN					5,000 ～7,000 Å		〃	〃	
	CaS : Cu, Eu	800V	60～10 kc	A	10 fL	R	0.2 l/W	W.H.	Jour. Electrochem. Soc. 107, No. 3	

電子計算機や各種画像表示器の発展に伴い，いわゆる “rapid multiple switch” の要求が強くなってきた．その用途に，このオプトロニック・スイッチを使うとつぎのごとき一般的な有利さがある．すなわち，(1) 構造が簡単で価格が安く，(2) ac および dc のいずれでも使え，(3) 高圧のスイッチングができることである．また不利な点は，(1) 現在の材料ではまだ光電変換速度が早くないこと，(2) 低圧で使うとき必ずしも有利でないことである．

“multi-switch” に入る前に，まず要素的スイッチとして，三端子および二端子スイッチを考えてみる．

（1）三端子スイッチ[4),(5)]　図1はその構成図で図中 (EP) とあるは，エレクトロルミネセンス板である．このスイッチは入力電圧を (EP) に加えこれを発光させ，その出力光を PC に当て，その抵抗 R_p を低下させ PC の端子間に電流を通ずるものである．

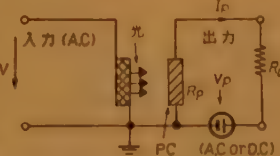



図 1　三端子スイッチ等価回路とその立上がりおよび立下がり特性

今小信号の場合を考え，入力側の (EP) は容量インピーダンス X_c に並列に R_c なる抵抗が入っているとすると，

$$dI_p = \frac{\partial I_p}{\partial V} dV + \frac{\partial I_p}{\partial V_p} dV_p$$

$$= (G) \cdot dV + \left(\frac{1}{R_p}\right) dV_p$$

R_p は入射光の強さに逆比例し，EL の発光強度が電圧 V の r 乗に比例するとすると，

$$I_p = V_p / R_p = V_p / kV^{-r}$$

になるため，$R_p = R_L$ とした場合の power gain g を求めるとつぎのごとくなる．

$$g = r^2 V_p^2 V^{r-2} (R_c^2 + X_c^2) / 4kR_c$$

EL として普通の分散 EL を使い，(表1参照)，PC として応動時間の早い CdSe (2表参照) を使うと，その特性は表3のごとくなる．

図 2　光導電部室の時間と電流との関係

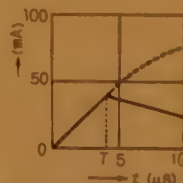
開閉に要する時間は，もし (EP) を 2,000 fc，4 μs 発光させ，その繰返し時間を 15 kc とすると，1 μs の後に PC の抵抗は暗時の 100 分の 1 位 (1 MΩ) になる．PC 電流の時間的変化を図2に示した．

この三端子スイッチを Ge トランジスタによるスイッチと比較すると，Ge の場合，ベースカットオフで

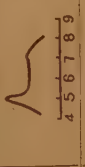
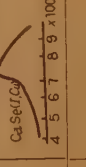
表 2　最近の CdS 系光導体特性の一覧表（1958 年以降の文献のみ）

試料（組成）	状態	測定方法	感度	分光感度	時定数	備考	文献	所属
CdS(Cu,Cl)	Sinter (Pressed)	Bridge	$R_D=10^8\Omega$ $R_p=3\times10^4\Omega$ 1 lx	4 5 6 7 8 9 ×100 mμ	Decay time（I_D-1/2 位となる） 1 ms 以下（1,000 lx） 70 ms(1 lx) 3 ms(100 lx) 8 ms(10 lx) 240 ms(0.1 lx)	$I\propto V$ 10 V 1 lx 0.3 mA 1-B 大体 linear 10 V 10 lx 2.2 mA	Phil. Tech. Rev. **20** (10) 277/287 '59 GIER, GOOL, SANTEN	Philips
CdS(Cu,Cl)	Sinter (CdCl₂ 添加)	Bridge (volume)	$R_D=7.5\times10^{12}\Omega$ $I_p=0.8$ mA 600 V 10 fl ($R_p=7.5\times10^5$) GAP : 1/8×1/4 inch	IG_{SG} peak 625 mμ IG_{SA} 〃	120 ms (2.5 fl EL 光源) 50 ms (10 fl 〃)	$I\propto V$ $I\propto B$ 2.5 fl 0.2 mA 10 fl 0.55 mA	J. Elec. Chem. Soc. **106** (11) 964/971 '59 Thomas, ZDANUK	Sylvania
CdS(Cu,Cl)	Sinter (CdCl₂ 添加)	Bridge	$R_D=5\times10^{14}\Omega$ $R_p=1.7\times10^4\Omega$ (1 fc) $R_p=1.25\times10^2\Omega$ (10² fc)	4 5 6 7 8 9 ×100 mμ	100 ms 以下 (1 fc 22.5 V) 3 s (10^{-2} fc 22.5V)	$I\propto V$ 500 fc 0.1 V 2×10^{-3} A 〃 01 V 0.2 A $I\propto B$ 10 fc 0.1 V 50 μA 〃 10 V 5 mA	RCA Rev. **20** (4) 635/647 '59 HADLEY, FISCHER	RCA
CdS (pure) CdS (I)	Single Crystal	Bridge	CdS (pure) $S_{sp}=6\times10^{-1}$℧cm²/W CdS (I) $S_{sp}=50$℧cm²/W	4 5 6 7 8 9	0.1 sec (0.008 fc) 0.1 sec (0.04 fc)	$I_D=10^{-5}$ μA/100 V $I_p=10^3$ μA/100 V (900 fc) CdS (I)	RCA Rev. **20** (4) 564/598 BUBE, BARTON	RCA
CdS (Activator 不明)	Evaporated layer Sputtered layer layer from salts		10^{-4} A/lm $R_D=3\times10^8\Omega$cm $R_p=3\times10^6\Omega$cm (1740 fc) 10^{-2} A/lm (72 fc 1000 V/cm)	400～500 mμ に peak 約 450 mμ に peak	250 μs (174 fc) 1 ms (1740 fc)		B.J.A.P. **10** (6) 298/300 LAWRANCE	Austraria
CdS (Act. 不明)	Evaporated layer		$Q=\dfrac{\text{Cond. at 100 lx}}{\text{Dark Cond.}}=\max 10^6$				Nature **182** (4639) 812/863 GILLES, CAKENBERGHE	
CdS(Cu)	Powder layer	Sand-witch	D.C. 100 V $I_D=10^{-7}$ mA $I_p=1$ mA (162 lx) 100～200 V $I_D=0.07$ mA $I_p=2$ mA (4,000 lx)		1 sec (200 D.C. / 1,000 lx)	結着剤（ポリスチロール）	日電技術資料光増幅器用の PC の諸特性より 内田，佐竹，永尾	日電
CdS(Cu)	Powder layer	Bridge	D.C. 100 V $I_D=0.14$ μA $I_p=600$ μA (100 lx) 200～100 V $I_D=1.2$ μA $I_p=360$ μA (100 lx)		rise time≒0.17 sec (300 V D.C.) 照度 level 約 200 lx	大日本塗料製結着剤（エチルセルローズ） Gap 0.3 mm	当研究室	通研
CdSe (Cu,Cl)	Sintered	Bridge	$R_D=1.4\times10^{10}\Omega$ $R_p=10^7\Omega$ (0.1 fc)		rise (80%) 0.1 sec (0.1 fc) D.C. 500 V および 300 V 420～ decay (10%) 0.2 sec (0.1 fc) D.C. 500 V	Gap 0.5mm×5 mm $I\propto V$ $I\propto B$	RCA Rev. **20** (4) 635/647 NICOLL	RCA
CdSe	Single Crystal	Bridge	I_p=数 10 A/lm $R_D=10^{14}\Omega$ 以上 抵抗変化 max 10^8	Peak ~770 mμ 720 820 mμ	0.1 sec	GAP～2 mm 15 V 90 lx で 9×10^{-5} A	Sov. Phys. JETP **34** (3) 379/384 SVECHNIKOV	ソ連
CdSe (pure) (I,Cu)	Single Crystal	Bridge	$\sigma_D\approx10^{-11}$℧/cm $S_{sp}\approx10^{-5}$℧cm²/W (900 fc 室温)	CdSe(I,Cu) 4 5 6 7 8 9 ×100 mμ	289 μs (1,700 fc, 33 mA) 3.4 sec (0.0007 fc, 8×10^{-5} μA)	照度変化 10^6 に対し光電流変化 10^8	J. Chem. Phys. **29** (1) 128/137 BUBE, BARTON	RCA
CdSe (Cu) (I,Cu)	Single Crystal	Bridge	$I_p\approx80$ μA/1.5 V 900 fc		decay time ≈0.5 sec 3×10⁻⁵ fc CdSe(Cu) の場合	10^{-3} fc で $I_p/I_D\simeq10^4$ CdSe(I,Cu) の場合	J. Chem. Phys. **30** (1) 266/270 BUBE	RCA

表 3 三端子スイッチ特性

INPUT		OUTPUT
v＝100 volts		V＝500 volts
f＝2 kc		W＝10,000 ohms (load)
c＝1,000 μμf (EP) 容量		R＝1,000 ohms (PC on)
i＝1.3 ma		I＝45 ma
電流増幅	I/i＝35	
電力増幅	$K=3.75\times10^{12}$, $\gamma=3$, $R_c=5.6\times10^4\,\Omega$, $X_c=1.3\times10^6\,\Omega$ とすると $g=370$	

約 1μA (10^7 ohm)，ベース電圧を 0.3 V あげると，抵抗は 0.5 ohm になるが，電流利得は少なく，最大で 40 程度が報告されている．また Ge の場合，switching rate は 1 Mc 以上までのびているが，このときの電流利得は少ない．

(ii) 二端子スイッチ(4),(5)

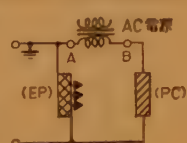
図3は二端子スイッチの構成を示す．図で EP および PC の直列回路に ac 電圧が加わっているが，この電圧は EP を励起する直前の電圧になっていて大部分の電圧は PC に加わっている，もし，これにパルス電圧が重ね合されると EP が発光し，PC の抵抗を低下させ，遂には電圧の大部分が EP にかかるようになる．

二端子スイッチ（記憶形）

図 3 二端子スイッチの構成図

(a) 基本 R 回路 (b) 基本 C 回路

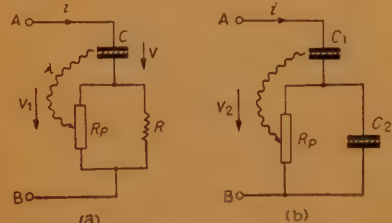



図 4 二端子スイッチの等価回路図（A,Bが図 3 の A,Bに対応）

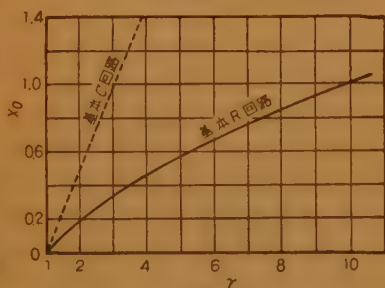



図 5 二端子スイッチのヒステリシス特性を示す限界値 基本 C 回路の方が安定性がある

図 6 二端子スイッチのヒステリシス特性

図 4 はその等価回路である．この図から三端子の場合と同じように，電圧 V_1 を求めると，$X=X_c/R$ が図 5 の X_0 より小さいとき，また V_2 を求めると，$X=X_{c1}/X_{c2}$ が X_0 より小さいとき，図 6 のごときヒステリシス特性が得られ，記憶スイッチになる．

表 4 はこのスイッチ特性表である．電源電圧を 200 μs 位の間低下させないと，元の状態にならないのでこの時間で switching rate が定まってくる．

表 4 二端子スイッチの一実施とフックトランジスタ特性

	二端子スイッチ	フックトランジスタ
電流	i	10 i
V_0 (出力電圧)	1,000 if dc	< V_t**
V_t (トリガー電圧)	100～200	25～100
V (保持電圧)	100～150 ac	1
v (EP カットオフ電圧)	50～100	
C (c_1)	low	50 μμf
R_P	10^3～10^4 ohm	1～50 ohm
スイッチ時間	*	<1 μsec
スイッチ速度		2 mc

* 充分高い EL 輝度を与えれば 1 μs 位になる．
** 実際の値は負荷抵抗でかわる．

この種のスイッチにはなだれ形トランジスタ，フックトランジスタ，最近ではトンネルダイオード，CdS 空間電荷電流二極管等を使用する方法があり，それぞれ特色のある二端子スイッチを行なっているが，比較のためフックトランジスタの場合の data を表に入れ参考に供した．トランジスタの場合 switching rate は 2 Mc である．もし前にものべたように PC の抵抗として 1 MΩ を許せばこの二端子スイッチの立上がりは 1 μs まで早くでき，トランジスタの速度に接近させうる．

(iii) (N+1) 端子スイッチ(6) 図 7 は (N+1) 端子の主要部である．図で円形でかこまれた以外の斜

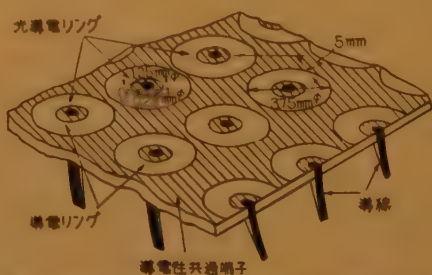



図 7 N 個の導線と 1 個の共通端子との間に光導電リングをもつ (N+1) 端子スイッチ

線をほどこした部分が1つの端子で，他の N 個の端子は各リードである．この板をブラウン管のフェースプレートにはりつける．ブラウン管のけい光体としてP-15を使うと，その光出力の立上がり時間は約 0.4 μs 減衰時間は約 4 μs である．PCの抵抗変化は 10^4 程度にできるので，N は 10^3 ないし 10^4 程度にすることができる．図に示した電極間隔でPCに加える電圧は最高1,000ボルトまで，光照射（2,000 fL）のとき抵抗 1kΩ までになり，電流は数 10mA は流せる．ほぼ最低抵抗に達するまでの時間は 20 μs，元の値になるのに 30 μs を要す．したがって N=1,000 を目標にすれば約3桁の抵抗変化を考えればよいので，30 μs の速度で使用することができる．

(iv)　二 N 端子スイッチ[7]　図8および図9は N 個の端子の内任意の一個を，他の N 個の端子の任意の一個に接続するスイッチの構成図と等価回路図である．すなわち N^2 個の組合わせをするスイッチ装置である．N は1,000個位まで可能である．図8の上面はストリップ電極 t で，図7のごとく，PC リングをかこみ X 方向に連絡し，また図7に示したリード線は板に開けた穴を通し，図8の下部で y 方向に長いストリップ S で連結してある．図9の等価回路でインピーダンス Z_{nm} はPCの表面抵抗と端子間の容量とで構成される．いま1要素ごとの t と S の間の容量を c とすると，$c \simeq c'+4c''=0.04$ pF 程度である．

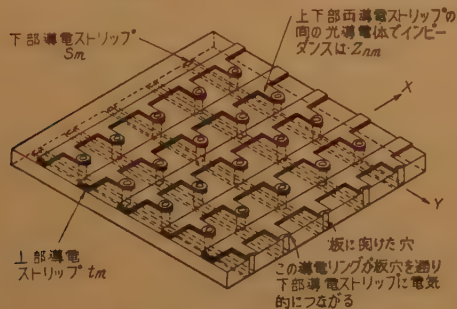
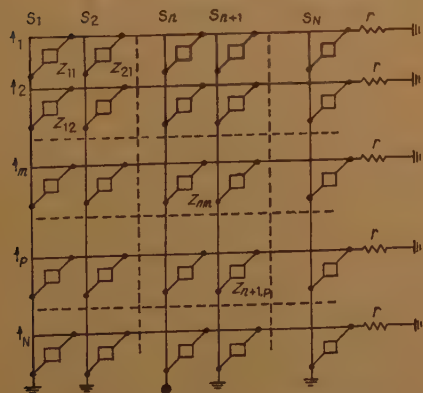



図8　二 N 端子スイッチの構造

図9　二 N 端子スイッチの等価回路

c' は上面のPCを介した t と S の容量，c'' は隣り合う導電線間の容量である．もちろん他の導線との間の容量も存在するが，それらは無視する．

光照射時の抵抗を R_L，暗時の抵抗を R_D とすると R_D は 10^8 オーム，R_L は 1 μs 後で 10^5 オームで約3桁変化する．しかし常時存在する容量を考慮すると必ずしも3桁の変化はない．いま 1 μs，50パーセントのデューテイサイクルのパルスを使うと，暗時のインピーダンス Z_D は 8×10^6 オーム，光照射時のインピーダンス Z_L は 10^5 オーム程度になる．したがってスイッチされている線の負荷 r に流れる電流は，されていない他の r に流れる電流に比べ，r が小さいとき約80倍となり，これが SN 比を示すことになる．

3.2　シフトレジスタ

EL-PC シフトレジスタについては米国の T.E. Bray (G.E.)[8], S.K. Ghandhi (Westinghouse)[9], E. E. Leobner[1] (RCA) および英国の T.B. Tomlison[10] がそれぞれの案をだしている．

歴史的にもっとも古い E.E. Leobner のものは図10のごとき回路構成をさせる．EL セル E_1 および E_2 はそれぞれに直列につながる PC が2個以上光照射をうけると，発光状態になるようにしておく．いま G_A および G_N が発光すると $(1/2)D_{1+A,1}$ および $(1/2)D_{2+N,1}$ が光を受け，E_1 が発光する．E_1 からの光は $(1/2)D_{1+A,1}$，$(1/2)D_{1,1}$，$(1/2)D_{1,2}$ を照射する．したがって E_1 は発光を持続する．つぎに G_S に電圧を加えると $(1/2)D_{2+S,2}$，$D_{S,\bar{1}}$ が光を受ける．このため E_2 が発光し，同時に，$D_{S,\bar{1}}$ のため E_1 の電圧が下がり，E_1 の発光が止む．この構成要素を多数個用いれば，

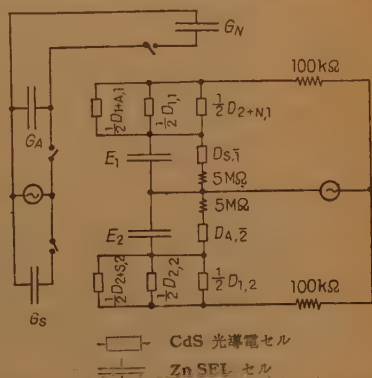



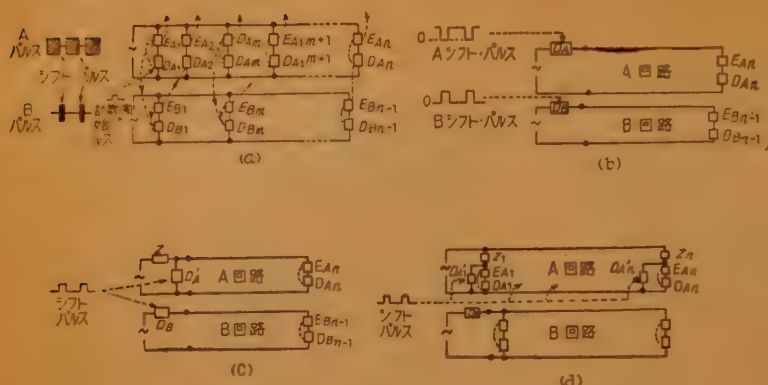
図10　E.E. Loebner (RCA) のシフトレジスタ

E は EL セルを表わし *D* は PC セルを示す．また点線は光結合を表わす

図 11 T.B. Tomlinson のシフトレジスタ

シフトレジスタになる．

T.B. Tomlinson の案は図 11 のごときものである．図11 a は 1 個の EL セル (*E*) と 1 個の PC セル (*D*) を直列に接続し，前にのべた二端子スイッチ回路を作り，さらにこれを多数個並列にした回路からなっている．2 つの回路に位相の反対のシフトパルスを加える．今たとえば*A*回路の E_{Am} が発光し，$D_{Am}D_{Bm}$ がその光を受けているとする．*B*回路にパルスが入ると，E_{Bm} が発光し，その光は D_{Bm} と $D_{A.m+1}$ に加わる．同時に*A*回路の電圧がなくなるので E_{Am} の発光を止め，D_{Am} の抵抗は高くなる．つぎに*A*回路にパルスが加わると E_{Am+1} が発光する．かくて*A*回路または*B*回路の発光出力は 1 個のパルスが加わるごとに右方に光点が移動する．

図 b,c,d は内容は同じであるが，(b) は D_A, D_B を交互に光照射して，トリガを行なうもの，(c) はシフトパルス 1 個で動作させようとしたもの，(d) は (c) の *DA′* を各二端子スイッチ回路につけて動作をより確実にしたものである．

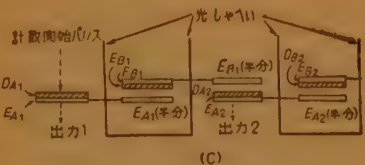
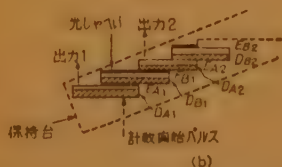
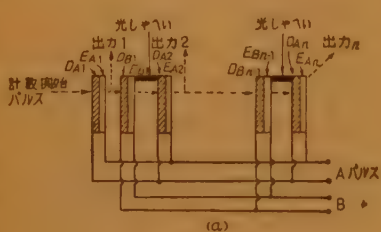



図 12 シフトレジスタの構成図

図12 はその具体的な EL,PC セルの構成を示したものである．また図 13 はリングカウンタ式に各要素を配列したものである．図 13 c で *D′* なる PC は *XX* より出力を取出すようにしたものである．S.K. Ghandhi の方法もほぼ同様な考案で

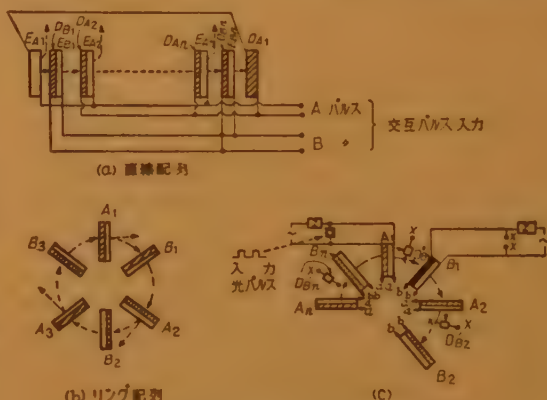



図 13 EL-PC リングカウンタ

あるので省略する．T.E. Bray の方法は図 14 に示すごとく，3 つの回路を作ってお互いの干渉をなくし，さらに安定性のよいカウンタになした．その実験結果によると，分散 EL セルと粉末CdS PC セルを使い，110 V, 10 kc で動作させ光点移動速度 30 サイクルのものを得ている．

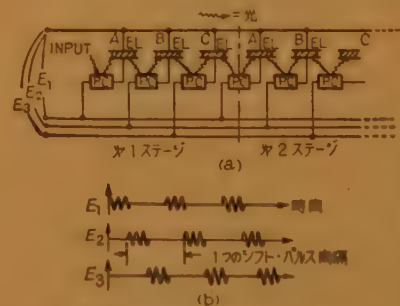



図 14 T.E. Bray のシフトレジスタ

3.3 記録装置[(7),(11)]

焼結形光導電性 CdS にオーミックコンタクトをする透明電極を一面で接触させ，他面にブロッキングコンタクトをする電極 (Te, Ag,C 等) をつけると，つ

ぎの性質がある．

（1） 光を照射すると整流比 1,000 対 1 位の二極管になり，

（2） 暗時は数百メガオームの高抵抗（開回路と考えられる）である．

この装置を photorectifier（光導電整流器）と呼ぶ．（この photorectifier 現象は 1956 年単結晶ですでに発光されていた.）

今図 15 で *ABCD* はそれぞれその下部の状態を表わす略語とし，これらを使ってその製作過程をのべてみる．縞状のオーミックコンタクトをする透明電極をまず，ガラス板上につくる．電極上に一定間隔をおいて角形の焼結 CdS をならべる（A 部），つぎにその空げきを不透明な絶縁物で充填し，上面に縞状透明電極に直交するようにブロッキングコンタクトをするストリップ電極を接触させる．さらに全体をエポキシ樹脂で被覆し固定すると同時に湿気の入るのを防ぐ．かくて多数の光導電整流素子をもった板状の装置が形成される．この装置の使用例として数字 4 を表示する場合の制御を考えてみる．

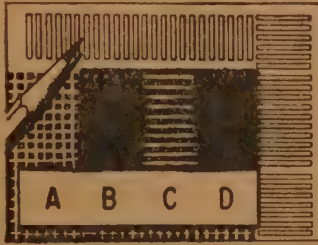
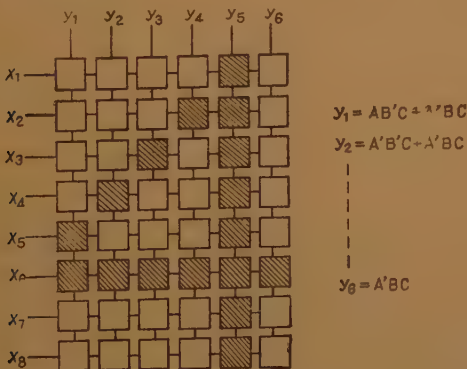



図 15　Photorectifier を使った記憶装置の製作過程

図 16 は EL を *X* および *Y* 導線のマトリクスでサンドイッチした表示板で，もし *Y* 導線と *X* 導線の間に電圧が加わるとその交点が発光する．図は斜線がほどこされた部分が発光部で，丁度 4 が表示されている．*X* 導線は順次開閉を行ない，*Y* 導線入力を光導電整流板で制御する．*Y* 端子に入る入力を，つぎの Boolean 関数で示すように 3 個のパルスで制御できるように図 17 のパンチドカードを作る．すなわち，

(Photorectifier 板の組合わせ動作により文字 4 を示しているところ)
図 16　EL 表示板

$Y_1 \cdots Y_6$ は EL diplay の入力端子
$A' \cdots C'$ のパルス入力を，パンチカードの下の PR に通し $Y_1 \cdots Y_6$ から出力を取出す
図 17　$A \cdots C'$ は 3 個のパルスのある台 1,2 進符号で表現できる入力

$$Y_1 = AB'C + A'BC,\quad Y_2 = A'B'C + A'BC$$
$$Y_3 = ABC' + A'BC,\quad Y_4 = A'BC + A'BC$$
$$Y_5 = AB'C' + A'BC' + ABC' + A'B'C + AB'C + A'BC + ABC + A'B'C'$$
$$Y_6 = A'BC$$

この上面から EL ランプで光を照射すると，図 17 の穴の開いた部分のみ光が通過し，このカードの下におかれた光導電整流板（以下 PR 板とかく）に達す．いま Y_1 を例にとって考える．図で $AB'C$ のパルス入力があったときのみ，PR 板の出力は α_5 に入り，その出力は Y_1 と Y_5 から取出される．同様に α_6 の入力 $A'BC$ の入力があるとき生ず．パンチドカードの左の部分を 0 ないし 9 の数字が表現できるようにしておけば，カードをおきかえるだけで，それぞれの数字が EL 板上に表示できる．

したがって，定まった部分に光を通すようにしたカードを上にのせた PR 板はその一つのマトリクスから入る入力を他のマトリクス群に所期の出力を与え，いわゆる翻訳を行なわせることができる．すなわち fixed memory（または Permanent memory）に使える．

最近 Philips 社では新しい光導電整流現象を発見した．材料は銅および Ga で活性化した CdS をガラスエナメルで焼き固めて作った PC で電極は特に指定しない．PC を流れる電流は粒子間の接触で支配され，図 18 のごときスーパ・リニヤな特性をもっている．一つの CdS 粒子から他の端子へ，バリヤを通しトンネル効果でキャリヤを注入するので，このバリヤの電

圧の大きさが印加電圧の極性により異なり整流作用を呈す．バリヤは粒子内のイオンの移動分極で生じ光照射，加熱(150～200°C) および dc 電流を流すことにより生じ，これを“forming”と呼んでいる．forming のときの dc 電流の流した方向と整流特性の順方向は逆になっており，これを図 19 に示す．図 20 は多素子 PR 板の断面図で，*ab* が紙面に直角な導電線，*c* が紙面に平行な導電線で，入射光により (*ab*) と *c* の間に光導電整流器ができる．これは前の MIT のものと異なり表面導電を使っている．整流比は約 10^4，順方向の抵抗は 100kΩ/$\overline{mm}^2$ で多素子高圧 PR 板として使える．MIT および Philips 社の PR 板および dumont の ($N+1$) 端子スイッチの特性一覧を表 5 に示す．

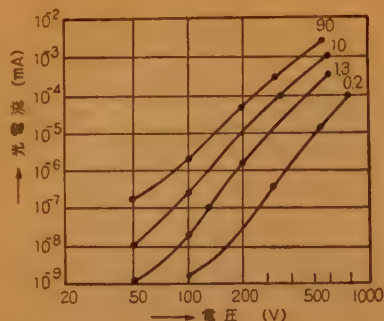



図 18 Philips 社のガラスエナメルで結合した CdS 粉末の電圧電流特性

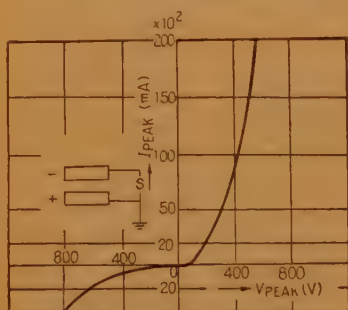



図 19 図 18 の CdS の forming 後の特性

図 20 Philips 社の PR 板の断面図

3.4 記号検出および認識[12],[8]

記号（図形）の任意のセットを検査し，その中に特定の記号（図形）があればこれを検出するのを記号（図形）検出 (pattern detection) といい，問題の記号（図形）がある特定の記号（図形）セットの中のどれになるかを識別するのを記号（図形）認識 (pattern recognition) という．特に，文字や数字の検出および認識は色々な用途がある．EL,PC でできる各種の論理回路素子は非常に小形で安くできるのと，多素子を同時に作ることが可能であるので，この方面にも利用できる可能性がある．その可能性を論ずる前に，まず，EL-PC 基本論理回路素子を考えてみる．

表 5 Permanent-Memory 特性一覧表

	外国例 1	外国例 2	外国例 3	将来の可能性
会社	(米国) MIT	(オランダ) Philips	DuPont の data より推定	—
光源	EL (推定)	EL (推定)	ブラウン管 (フライングスポット)	—
PC	Sintered CdS(CuCl) $I \neq V$	Powder CdS(Cu,Ge) $I \propto V^n$ $n \doteqdot 4$	Sintered CdSe $I \neq V$	—
スペクトルレスポンス	max. 6,700 Å	—	—	—
resyonse speed	(明るさ不明) 100 ms	—	1 μs	1 μs
diode response	1 μs	(一定値から飽和値) 約 1 sec	—	1 μs 以下
dark resistance R_D	数 10^9 Ω	—	10^8 Ω	10^9 Ω 以下
forward resistance R_P	10 kΩ	100 kΩ/$\overline{mm}^2$	10^5 Ω (1 μsec の後)	10^4 Ω 以下
ratio R_D/R_P	10^4 以上	整流比より大	10^3 Ω	10^4 Ω
整流比	10^5	10^4	—	10^4 Ω
S/N 比	—	—	35～80	—
life	—	1,000 h 以上	—	長寿命
element 数	1,024	約 1,224	1,000	1,000～10,000
大いさ	約 8 cm 角	—	1.5 cm 角	1.5 cm 角
rectification and type	sandwitch volume res.	grooved T. surface res.	perforate T. surface res.	line-dot T. surface res.

図 21 は 3 重の ‘inclusive OR gate’ であるが，これは説明を要しないであろう．また図 22，図 23 はそれぞれ AND 回路と tree 回路である．後者は図 24 のインバータを使う．これ

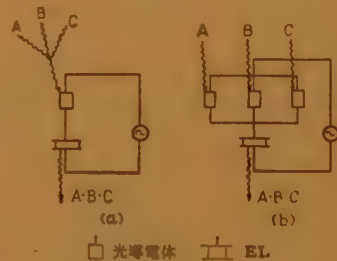
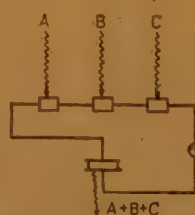



図 21 Inclusive OR gate

図 22 AND 回路

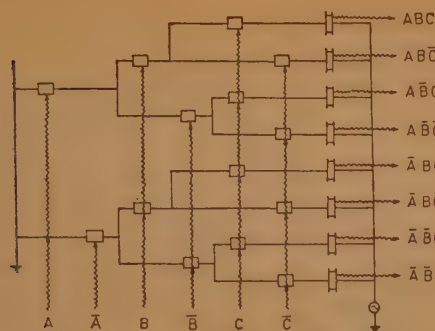



図 23　オプトロニック "tree" 回路

図 24　オプトロニックインバータ回路

図 25　光像記号を処理する PC EL パネル

らが基本回路でこの考えをもとにして色々組合わせれば各種の論理回路ができる．

図 25 は光像で入る記号（図形）を処理するパネル断面である．図で *YBRG* の各線はそれぞれ黄，青，赤，緑のフィルタを表わし，薄板格子状に配列してある．光像の各要素（画素）は四角く斜線をほどこした部分に入り，その光は白色である．したがって光像要素の *R* 成分は左，*G* 成分は右，*Y* 成分は上，*B* 成分は下に行く．図のように各光像要素の左右，上下の中間に AND 回路が入っていると，このAND 回路要素の上下または左右に光像要素の光があるときのみ出力がでる．また，この AND 回路の出力光が上下の中間のものが緑，左右の中間のものが青であるとし，図の空白部に緑と青の OR 回路を入れると，記号(図形)の右下隅の光像要素の存否を知ることができる．このようなパネルを紙面と直角方向に多数段つみ重ね所要の論理計算を行なえば，丁度 Unger が行なっているような記号検出や認識をわりに小形な装置で作りうる可能性がある．

このような操作は丁度眼と脳の連けい動作のように並列入力信号を処理する機能を呈している．将来のデータ処理方法の一方向と思える．

4. む す び

EL と PC は光増幅器，各種増幅器，光源，ふく射増幅器および検出器，電気信号増幅器等の各種の応用分野があるが，ここでは論理回路素子としてその一部を紹介した．もちろん筆者の浅学非才のため，種々の偏見，誤解もあるかと思うが，なんらかの意味で御参考になれば幸甚である．最後に貴重な資料を貸与して下さった通研電子応用研究室の方に感謝する．

文　献

(1) E E. Loebner : I.R.E., **43**, 12, p 197, (Dec. 1955).
(4) 〃 : RCA Rev., **20**, 4, p 744, (Dec. 1959).
(3) 通研解説資料，第 320 号．
(4) R.B. Lochinger, M.J.O. Strutt : Elec. & Radio Engng., p 398, (Nov. 1959).
(5) 〃 : Sci. elec., **5**, 3, p 77, (1959).
(6) A Bramley & J.E. Rosenthal : Proc. on symposium on the role of solid state phenomena in electric circuit, p 289, (1957-04-23,24,25).
(7) K J. Roland : electronics, **32**, 3, p 6, (1959).
(8) T.E. Bray : Trans. I.R.E., EC-8, p 113, (June 1959).
(9) S.K. Ghandhi : I.R.E., **47**, 1, p 4, (Jan. 1959).
(10) T.B. Tomlinson : Brit. I.R.E., **17**, 3, p 141, (Mar. 1957).
(11) J.G. van Santen & G. Diemer : International solid state circuits conference, p 48, (Feb.1960).
(12) S.H Unger : I.R.E., **47**, 10, p 1737, (Oct. 1960).

◈URSI 総会終る

国際電波科学連合第13回総会が去る9月5日より15日まで英国ロンドンにおいて開催されわが国からも電波科学研究連絡委員会委員長古賀逸策氏他20名が参加した．この総会において電波科学に関する種々の協議が行なわれたが，次期役員並びに次回総会についてつぎのことが決定した．

President	Dr. R.L. Smith-Rose (U.K.) (新任)
Past President	Dr. L.V. Berkner (U.S.A.)
Honorary President	Sir Edward Appleton (U.K.)
	Mousieur R. Bureau (France)
	Dr. J.H. Dellinger (U.S.A.)
	Dr. W.H. Eccles (U.K.)
Vice-President	Prof. I. Koga (Japan) (再任)
	Prof. G.A. Woontor (Canada) (再任)
	Mousieur B. Decaux (France) (新任)
	Dr. A. Prokorov (U.S.S.R.) (新任)
Secretary-General	Ing. E. Herbays (Belgium) (再任)
Treasurer	Prof. Ch. Manneback (Belgium) (再任)

次回総会

開催地　日本

開催期日　各国の大学の夏期休暇の点からは，8月上旬より9月上旬までの期間が望ましいとの意見も出たが，日本の夏の気候も考慮し，また従来同じ時期に開催される IUGG および IUI とも連絡をとって決定する．

なお次回会合に関しては閉会式の席上古賀副会長より日本学術会議および日本電波科学研究連絡委員会を代表して正式に次回総会を日本で開催する用意のあることを表明し，Berkner 会長より感謝の意が示された．

◈タクシー無線におけるセレコール方式の採用

昭和28年，経営合理化の一環として，タクシー会社がVHF帯による無線通信を採用して以来，この傾向は全国的に普及し，特に昭和32年以降急激に増加してきた．郵政省電波監理局では，タクシー会社に対する周波数の割当等について，対策を検討中であったが自動選択呼出装置（セレコール装置）の実用化にともない，この方式を採用した周波数共用条件で，6月30日までに申請のあった関東地方のタクシー会社54社に対し，9月20日予備免許を与えた．郵政省ではこの方式による成果が得られれば，全国的に採用したい考えである．

今回の割当は東京地方のうち23区を5ブロックに分け，各ブロック単位で，セレコール方式が採用されている．すなわち，ブロック別割当周波数は次表のようになる．

その他，裸共用周波数（セレコール方式を採用しない共用周波数）が2波（63.59 Mc/s, 150.29 Mc/s）がある．これら7波の割当周波数は従来からタクシー会社のために割り当てられていたもので，今回新しく割り当てられた周波数はない．

ブロック	周波数 (Mc/s)	適用地域
A	55.37	世田谷，目黒，品川，大田の各区（横浜市等を含む）
B	59.57	文京，新宿，渋谷，港の各区
C	61.49	千代田，中央，台東の各区
D	150.45	杉並，中野，豊島，北，板橋，練馬の各区（都下および埼玉県を含む）
E	151.81	足立，荒川，葛飾，墨田，江東の各区（千葉県を含む）

なお，現在免許されているタクシー会社は，今回の免許された分を含めて，全国で約378社におよぶことになる．

また今回採用されたセレコール装置は，トーン方式であって，8群まで収容可能の群選択信号とロック信号，空線復帰信号の3信号よりなりたっており，通話持時間は30秒で，継続通話のための呼出遅延は3秒，2秒，1秒，0秒の4段階に分けている．これによって，秘話と通話機会の均等性を保持することができる．

◈小局用クロスバー方式カナダへ技術輸出

電電公社では全国数千局におよぶ小局を磁石式から自動式に切替え，小局経営の合理化を図る目的でクロスバー方式による小自動交換機として，C1形（終局容量200加入），C2形（同800～1,000加入）およびC3形（同2,000～2,800）が実用化されている．Canada Bell 電話会社においても，同社管内の小局をクロスバー方式により自動化を行なう必要に迫られ種々検討が行なわれた模様であるが，わが国における小局用クロスバーの情報を得て35年8月 Canada Bell および Northern Electric 会社の技術者が来日し，公社施設の見学および討議が行なわれた．その結果上記小局用クロスバー方式の know how の譲渡を正式に申出があり35年9月3万弗で譲渡契約が締結された．know how の内容は仕様書（回路図，実装図，布線図等）説明書等で製造に関するものは含まれていない．

◈PEC 細心ケーブル実用化近し

電電公社電気通信研究所では，古河，住友，藤倉の3ケーブルメーカの協力の下に PEC 細心ケーブルの研究を進め，数次の現場試験を重ねて来たが，近く商用されることになった．

すなわち本年6月鎌倉において 0.32 mm，0.4 mm，0.5 mm 200対架空各 300 m，0.32 mm 1600対地下 250 m の架渉，管路引き，接続の各作業実験が行なわれ，7月銚子において 0.32 mm 100対，800対各 300 m 自己支持形ケーブルの架渉接続実験，さらに8月東京白金において 1.32 mm 3800対地下ケーブルの管路引込み，接続の実験が行なわれ，いずれも好成績を納め，その後の調査でも異常が認められていない．

研究はその後も続けられ，ついに 0.32 mm 4000対のケーブルの試作に成功し，また各社の本格的な塗装設備の見通しも立ったので，8月に研究会を終了した．試作4000対アルペス被覆ケーブルの概略はつぎのとおりである．

1ユニット　202対，ユニット配列 1，7，12
ケーブル心径　約 61 mm
ケーブル外径　約 69 mm　重量約 7 kg/m
静電容量　平均約 50 μF/km
導体抵抗　平均約 218 Ω/km（1本）
心線内耐圧　2 kV 以上
ガッド内静電結合　平均約 20pF/100 m

一方通研で別途研究を重ねていた新電話機が完成したので，公社ではその高利得の特性がケーブル細心化による損失増加を補償できることに着目し，36年秋開局予定の昭和局（東京都昭島市）において，細心のPECケーブルと新電話機とを組合わして，試験的に実用する方針をきめ，それに基づいて目下関係各局において着々と準備が進められている．

◈わが国最初のハーバ・レーダ局

海上保安庁ではわが国最初のハーバ・レーダ局を北海道釧路港に設置することになり，36年度より2年計画でこれが完成を期している．ハーバ・レーダは陸岸に設置して船の出入港等を電話連絡により援助（航空でいう管制とは異なる）するためのものであるが，とくに船上でなく陸上に設置する理由は，(1) 高分解能等の高性能したがって高価なレーダの利益を多数の船が安価に受け得ること，(2) 陸上に設置されたレーダはトルーモーション・レーダであること，(3) パルス幅等の影響により船上レーダでは自船の周囲が見えないが，陸上レーダでこの欠点を補うことができる，(4) 熟練した監視員よりの情報が利用できる，など多くの利点があるからである．したがって使用レーダはこれらの特長を最もよくいかすようなものでなくてはならない．この意味でハーバ・レー

ダとしては世界最初の 24,000 Mc の採用が決定されたという．諸外国では主として 9000 Mc 帯，つぎに 3000 Mc 帯が使用されているが，同庁では最近のミリ波技術の発達にかんがみこの採用にふみ切ったといっている．

釧路港に設置する施設はこの外，9000 Mc 帯レーダ，150 Mc 帯入出港援助業務用通信装置（2通話路），VHF 方探，レーダ局と保安部間のレーダ・リレー装置．等である．英国リバプール港の 9000 Mc ハーバ・レーダと釧路港の 24000 Mc レーダとの性能を比較すれば下表の通り（写真は釧路港のPPI像）

	24,000 Mc レーダ（釧路港）	9,000 Mc レーダ（リバプール）
空中線	水平 0.25° 垂直 4～5°	水平 0.3° 垂直 4°
出力	40 kW 以上	10 kW
パルス幅	0.025 μs 0.05 μs	0.05 μs
パルス繰返し	10,000 PPS 5,000 PPS	1840 PPS
IF	70 Mc 以上	80 Mc
IFバンド幅	±48 Mc 以上	22 Mc
ビデオバンド幅	48 Mc 以上	12 Mc
PPI	406 mm (16″)	381 mm (15″)
オフセンタ	1半径	5半径

◈鹿児島―名瀬回線工事進む

電電公社がすでに建設工事に着手した鹿児島―名瀬回線は，鹿児島―牟礼岡―大浦―名瀬のルートで本州と奄美大島を結ぶ電話24チャネル回線を作成するもので鹿児島―牟礼岡―大浦区間に見通し内の 400 Mc 方式を，大浦―名瀬区間は見通外の 2000 Mc 方式を採用する．見通し外区間は区間長約 350km で，電波通路途中にある中之島御岳山の山岳回折波を使用することにより，伝ぱん損失は散乱波に比べて約 25 dB 少ない．この山岳回折利得の利用と高利得空中線および高感度受信方式を採用することにより，わずか 100 Watt の送信電力で約 350 km の見通外中継が可能である．

高利得空中線についてはすでに本誌3月号のニュース欄で発表されたとおりで，反射鏡建設工事は本年3月着工され8月にすでに完成している．この反射鏡は開口面積 400 m² の巨大な構造物であり，かつ使用周波数が 2000 Mc であるのでその面精度が建設上最も困難な点であったが ±10 mm 以内の精度におさめられた．

大浦，名瀬の中継所建設工事もすでに相当進渉し，11 月から機械設備工事に入り，昭和36年7月には実用回線として開通の予定．

◈6 Gc 超広帯域伝ぱんひずみ測定実施

電電公社において計画中の 6 Gc 帯超多重方式における電波伝ぱんひずみの定量的調査測定のため，現場試験の一部が8月から比叡―大野木間で約1か月実施された．

一般に大地反射波はたとえその強度が弱くとも，直接波にくらべて通路長が長くなるので，伝ぱんひずみ量として大きくなり無視できなくなる．この大地反射波の精密な測定は 10 月に実施される予定であるが，今回はこの大地反射波を極力少なくするようなアンテナを用いて，空間ダクトだけによって生ずる多重波の測定だけが実施された．多重波の測定には Wobbling 装置，Narrow Beam Antenna，2波連続検出装置等が用いられた．これらの装置の概要は，Wobbling 装置としては，周波数変化範囲 5650 Mc ないし 6420 Mc にわたって，送信機出力 200 mW，誤差 0.1 dB 以内でほぼ平坦な特性を有する送信部分と，受信機利得変化が同周波数変化範囲に対して 0.3 dB 以内という精度の高い受信部とより成り立っている．この装置を用いれば空間の周波数特性が精密にはかれ，得られた特性を分析すればなん本の電波の干渉としてその特性が得られたものかがわかる．また多重電波は到来角によって区別されて測定できるはずであるので，24 Gc を用いた指向特性電力半値幅 0.07° の Narrow Beam Antenna が試作され，実験に供された．また過去の経験から多重波は強力な2波で等価的に代表される場合がたびたびあり，また通路差の短い多重波が多かったので，前記周波数範囲より広い周波数として，5005 Mc，6720 Mc を用い，2波としての分析資料にも供された．これが2波連続検出装置である．

詳細な検討，報告は後になされるもようであるが，これらを用いた測定結果を大づかみにいって，強力な2波の通路差は 10 cm 内外のものが多く，ひずみとしてもそれほど心配の多いものとも思われないという結果を得ている．

◈初の X 線像テレビ伝送実験

松下電器産業（株）中央研究所では，大阪府立成人病センタとX線テレビジョンの共同研究を行なっているが，このほど大阪府衛生部の要望により世界最初の試みといわれるX線テレビ映像のマイクロ波による中継実験を行ない，8月23日関係者に公開した．

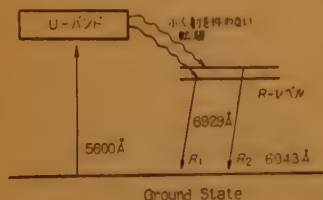
現在一般に行なわれているＸ線透視診断は，暗室においてけい光板にうつる像を見て行なわれるが，これに伴う多くの欠点はＸ線テレビジョンを使用すれば大部分が解決されるとともに，医療行政の盲点である農山村までＸ線テレビジョン中継装置を積載した自動車が進出して，そこでキャッチしたＸ線像を中央の病院にいる多数の医師に無線伝送し，正確な診断を迅速に行なう集団検診方式が可能になる．

Ｘ線テレビの原理はけい光板に代わるＸ線用イメージ管（イメージ・インテンシファイヤ）によってＸ線像の輝度を約 1000 倍に増強し，これを特殊なビジコンカメラによって撮像し，必要数のモニタにＸ線像を再現するものである．

今回の実験に使用されたＸ線テレビの方式は走査線数 625 本，30 フレーム/秒，縦横比 1：1，電源非同期であって，Ｘ線の発生装置には特殊なものを使用する必要は特にないという．写真は，ビジコンカメラとモニタ受像機を示したものである．

今回の実験は 7000 Mc 帯を使用して行なわれ，伝送帯域幅による診断精度の問題等が実際の患者を使って，肺，消化器，骨，その他について検討され，実験結果はすべて受信側モニタから 16 ミリ映画に記録され貴重な資料を得たといわれる．

◈ 光波メーザ "Laser"

ヒューズ航空機会社の T.H. Maiman 博士等によって発

表された "Laser" あるいは "Optical Maser" は固体の人造ルビーを用いて強烈な平行光線を発生することができるので，光波レーダあるいは光波通信の実用化への第1歩として各方面から注目されている．

原理は，マイクロ波メーザと同様光のポンプ作用により原子を高いエネルギ状態に励振し，そこからエネルギ放出を利用するものである．

ヒューズ社で開発した装置は，円筒形のルビーをらせん形の強力な光源で囲み，5600 Å の光（緑色）で照射すると，ルビー中のクローム・イオンが，この光により励振されエネルギを吸収して Ground State よりはるかに高いエネルギ・レベルに上がり，ここからふく射を伴わずにやや低い R レベルに転移し，ここで光波共振器により強い線スペクトルを放出する．

光波共振器は，ルビーの両端に置かれた鏡によって構成され，ふく射光は円筒の軸と並行して，一方の反射鏡にある小孔から発射される．また，これを光波増幅器として用いる場合には，信号は他の一方の反射鏡にある小孔から入れる．

このレーザが注目されている理由は，その光束の集中性であって，普通のマイクロ波を月から送れば地球の全域に広がり，普通の光源ならば，42,000 km に広がってしまうにもかかわらず，このレーザは，170 km の地域に集中できるので，情報の機密保持や妨害の排除の点から最も好ましい特性を持つとされている．

現在のところ，このレーザは 6943 Å（43000 Gc）で 10 kW の尖頭パルス出力を得ているが，光源の関係から繰返周期は 30～60 秒に抑えられている．

光波メーザの今後の問題としては，ルビーに優る材料（セシウム・ガス，Hg-Kr，ヘリウムを含む混合ガスなど）の研究や，連続波の発生に重点が指向され，コロンビア大学，ベル電話研究所などもこの研究に従事しているという．

なお，基本特許は C.H. Townes らの申請でベル研究所が権利者になっている模様．

（Electronic News, Aviation Week, その他より）

標準電波の偏差表

郵政省電波研究所

JJY STANDARD-FREQUENCY TRANSMISSIONS

(The Radio Research Laboratories)

Frequencies

2.5 Mc/s, 5 Mc/s, 10 Mc/s, 15 Mc/s.

Date 1960 Apr.	Frequency Deviation Parts in 10^9 0900 J.S.T.	Lead of JJY impulses on J.S.T. in milliseconds 0900 J.S.T.	Date 1960 Apr.	Frequency Deviation Parts in 10^9 0900 J.S.T.	Lead of JJY impulses on J.S.T. in milliseconds 0900 J.S.T.
1	+ 3	− 7	16	+ 7	− 1
2	+ 4	− 7	17	+ 7	− 1
3	+ 5	− 6	18	+ 7	0
4	+ 5	− 6	19	+ 8	+ 1
5	+ 5	− 5	20	+ 8	+ 1
6	+ 6	− 5	21	+ 8	+ 2
7	+ 6*	− 4	22	+ 8	+ 3
8	+ 2	− 4	23	+ 9	+ 3
9	+ 3	− 4	24	+ 10	+ 4
10	+ 4	− 4	25	+ 10	+ 5
11	+ 4	− 3	26	+ 11	+ 6
12	+ 4	− 3	27	+ 11	+ 7
13	+ 5	− 3	28	+ 11	+ 8
14	+ 5	− 2	29	+ 12	+ 9
15	+ 6	− 2	30	+ 12*	+10

The values are based on the Time Service Bulletin from the Tokyo Astronomical Observatory.

* Adjustments were made on the days indicated by *

本会記事

第6回理事会（昭和35年10月21日，午後6時 本会事務所会議室）

米沢会長，高木・三熊・内田各副会長，染谷監事，妻藤，柳井両庶務幹事，伊藤・河津各編集幹事，新堀調査幹事および肥土主事出席

議事

1. 昭和35年度電気通信学会全国大会予算案について

妻藤庶務幹事から大会開催準備の進捗状況と合わせて予算案（次表）の説明があってこれを承認した．

なお，特別講演「宇宙通信」の講演者 Henri Busignies 氏の来日が困難となり，代わって同じ演題で ITT 副研究所長 Armig G. Kandoian 氏が行なうこととなった旨，報告があり，これを了承した．

昭和35年度電気通信学会全国大会予算案

科目	金額	科目	金額
講演者参加費	213,800	委員会費	40,000
一般参加費	40,000	論文集及別刷作成費	626,100
論文集頒布代	709,000	次第書作成費	48,000
別刷代	6,600	特別講演謝礼	12,000
論文集広告収入	119,700	特別講演予稿作成費	5,000
次第書 〃	15,000	会場諸費	8,000
懇親会費	15,000	懇親会経費	84,000
		各種印刷物	32,000
		消耗品費	25,000
		周知宣伝費	34,000
		事務費	75,000
		通信費	115,000
		雑費	15,000
合計	1,119,100	合計	1,119,100

2. 10月の新入会および除名会員について

（イ） 下記の新入会員を承認した．

正員	青木三郎君外	29名
准員	青木憲治君外	21名
学生員	青木　倫君外	100名
特殊員	髙岡書店　外	1名
	計	155名

（ロ） 除名会員

長期会費滞納のため119名（正員109名，准員7名，特殊員3名）を9月理事会の決議通り，10月21日をもって除名し，会員原簿から抹消することとした．なお，これに伴って滞納会費総額 133,090 円を欠損処分に付することとした．

3. 岡部記念研究奨励金選定手続等の改正について

（イ） 岡部記念研究奨励金改正小委員会委員長高木副会長から改正の主旨（従来は申請者を対象に選考していたが申請者が少なく，選考に困難を来たすことがあるので推薦も認めることとする）について説明，選奨規定および選定手続の一部を改正することが承認された．

（ロ） この奨励金受領候補者について推薦方を電気通信および電子応用に関係ある大学，研究機関に依頼する際その範囲をどの程度にするかにつき論議されたが，結局昨年度の実績に今年度の状況を加味し維持員に依頼することとした．

4. 論文賞選考範囲基準制定について

（イ） 三熊委員長から小委員会で検討した結果の説明があり，本賞の選考範囲を本会誌に掲載された論文・資料に限定した場合の merit および demerit について種々意見があったが，この問題は編集方針に大きな関連があるので，編集委員会でなお検討することにし一応，小委員会案の通り改正することにした．

（ロ） 実施にあたっては，改正時期の関係もあり，今年度は従来の規程にしたがって行ない，改正規定の適用は来年度からとした．

（ハ） 論文賞の賞金の額について理事会で検討審議するよう小委員会から提案されたが，保留となった．

5. 巡回専門講習会実施計画について

本年度は実施見込がうすいが，支部長会議で各支部の要望を聞いて本年度実施可能ならば急速準備を進め，また，来年度の実施計画の参考とすることにした．

6. その他

（イ） 電気通信協会および日本電信電話公社との共催による会長の講演会開催について妻藤幹事から報告された．

（ロ） つぎの各賞の推薦について，学会としては見送ることにした．

東洋レーヨン科学技術賞推薦

朝日賞の推薦

（ハ） 技術士試験の部門科目試験方法について

科学技術庁振興局長より照会があったが回答期限も切迫していて，学会として検討する暇もないので回答しないこととした．

（ニ） 科学技術館展示内容に関する資料について

学会としては，機関誌および発行図書等の寄贈によって協力する以外展示品等について具体的なものがない旨回答することにした．

（ホ） 国際自動制御連合分担金について

今年度から倍額の分担金，負担方申入れがあったが，本会としては従来通りとする．

（ヘ） 国際電波科学会議組織委員会委員の選出について

前回の理事会でこの委員会に米沢会長を推薦したが，会長渡欧中のため事後承認を求めることになっていたもので本日会長の承認を得た．

（ト） 国際会議の開催案内を雑誌に掲載することについて

直接学会あて，および技術委員会あてに案内のあったものは，その都度検討して掲載することとした．

報告

（イ） 会員現況（昭和35年9月30日現在）

会員別	名誉員	維持員	正員	准員	学生員	特殊員	計
昭和35年8月末会員数	9	175	8,714	1,729	1,339	194	12,160
入会	—	—	32	21	38	1	92
退会	—	—	14	3	1	—	18
死亡	—	—	1	—	—	—	1
8月末会員数	9	175	8,731	1,747	1,376	195	12,233
増減	—	0	17	18	37	1	73

(ロ) 会計別収支状況 (昭和 35 年9月分)

会 計 別	収 入	支 出	差 (△は減)
一 般 会 計	1,416,282	1,279,193	137,089
特 別 事 業 会 計	650,040	791,079	△ 141,039
収 益 事 業 会 計	2,165,122	1,727,332	437,790
奨 学 資 金 会 計	119,000	150	118,850
稲田記念資金会計	—	9,593	△ 9,593
岡 部 資 金 会 計	—	1,388	△ 1,388
退 職 積 立 金 会 計	200,000	—	200,000
仮 受 払 金 会 計	990,821	594,493	396,328
計	5,541,265	4,403,228	1,138,037

(ハ) 資金月末現在高 (昭和 35 年 9 月 30 日現在)

種 別	年度初 35, 3,31財産目録による	前 月 末	9月30日	年度初との差	前月末との差
預 金	4,787,703	6,479,449	8,374,069	3,586,366	1,894,620
内訳 普通預金	1,366,689	166,897	1,911,646	544,957	1,744,749
内訳 当座預金	4,556	3,122	950	△ 3,606	△ 2,172
内訳 信託預金	3,416,458	6,309,430	6,461,473	3,045,015	152,043
郵 便 貯 金	603,000	1,161,000	438,000	△ 165,000	△723,000
振 替 貯 金	584	157	143	△ 441	△ 14
現 金	971,384	116,270	82,701	△ 888,683	△ 33,669
計	6,362,671	7,756,876	8,894,913	2,532,242	1,138,039

(ニ) 昭和 35 年電気四学会連合大会収支決算書

(35,10,10 現在, 本委員会の分)

科 目	決 算 額	科 目	決 算 額
講 演 者 参 加 費	733,00	委 員 会 費	122,260
論 文 集 頒 布 代	2,217,638	特 別 講 演 予 稿 費	17,135
別 刷 代	118,100	論文集及別刷作成費	1,984,580
論 文 集 広 告 料 金	312,200	シンポジウム予稿費	13,,736
シンポジウム予稿	98,470	〃 謝礼	51,000
次 第 書 作 成 立 替 分	136,715	次 第 書 作 成 費	136,715
次 第 書 広 告 料 金	62,800	〃 広告料金	62,800
共 催 学 会 支 出 金 (通信学会立替分)	100,000	本 部 交 付 金	100,000
		講 演 者 参 加 費	183,300
34年連合大会論文集残部販売代金	9,866	事 務 費	115,585
未 収 金	52,260	諸 印 刷 物 費	92,530
論文集代	43,600	通 信・発 送 費	222,236
シンポジウム予稿代	1,500	実行委員会記念品代	79,850
別刷代	7,100	消 耗 品 費	32,490
		雑 費	27,750
合 計	3,841,249	合 計	3,359,967
		収支過不足額	481,282

注 1. 未収金を完収の上, 収支残金は (5:3:1:1) の割合で各学会へ配分すること. 2. 論文集およびシンポジウム予稿の残本頒布によって生ずる収入は, 次回大会の収入に加えること.

各委員会の会合

1. 編集関係
   - イ, 海外論文委員会 10月4日, 4.00 p.m. 学会会議室
   - ロ, ニュース委員会 〃 , 5.30 p.m. 学会会議室
   - ハ, 論文委員会 10月6日, 2.00 p.m. 学会会議室
2. 全国大会委員会 10月7日, 5.00 p.m. 電気クラブ
3. 岡部賞小委員会 10月11日, 5.30 p.m. 学会会議室
4. 電気通信規格調査会 10月14日, 5.30 p.m. 学会会議室
5. 昭和 36 年電気四学会連合大会委員会 10月17日, 5.30 p.m. 交通協会
6. 出版委員会 10月18日, 5.30 p.m. 学会事務室
7. 論文賞小委員会 10月19日, 5.30 p.m. 〃
8. 電気通信技術委員会, 10月25日, 5.30 p.m. 〃

35 年 10 月 入 会

正 員
青木 三郎 東 安男 石井 泉 飯村 亮三
円田偉久雄 大賀 浩三 金子 幸正 金 聖在
近藤 晋一 斎藤 賢 佐久間 直 佐々木正文
清水 湧一 重藤 将美 園部 茂 高山 信雄
津坂 保幸 中村 尚 成田 昭 中沢 秀吉
野村 光男 原田 昌 白光 弘 細川 淳一
松田喜久男 宮田 明 若槻 俊男 山下 信義
山本 一夫 山口 啓郎

准 員
青木 憲治 粟生 修年 阿部喜久雄 伊原 稔
郁田 和明 石渡 良一 市野 一夫 遠藤 隆
荻原 博友 黒田 有二 児玉 巨生 小林 岩一
白井 政和 谷 幹夫 原 英昭 原田 益水
平松 昭一 広井 正夫 星野 義博 宮本 弘一
八木 寛 山本 進

学生員
青木 倫 青木 利晴 赤羽 仁司 秋山 育雄
朝田 康之 飯田 金吾 飯村 卓郎 伊東 克武
石 一郎 石川 澄明 磯貝 義典 市橋 修
井上 忠也 岩淵 雅明 五十嵐敏夫 伊藤 奈郎
今関 良治 飯田献一郎 稲垣 晶 和泉 富雄
内田 宏一 宇喜多克典 榎本 竜弥 遠藤 晶洋
遠藤 靖彦 岡村 浩志 太田 亨 大津 浩
大山 三郎 小野 三郎 小野 明重 岡 聖吾
加藤 正憲 加藤 浩子 河野 昭徳 河野 憲治
河崎 勲 菊地 健吉 川松 正長 菅野 英明
木村 達也 桐沢 潔 小田部貞二 佐々木俊幸
笹川 新三 佐川 秀行 坂本 巌 坂本 求吉
白江 宏 清水 秀雄 杉本 賢治 杉原 奈宏
関 栄四郎 高崎 喜孝 高山 章雄 高橋 誠一
立川 敬二 田尻 仁一 武井 修二 田町 靖夫
竹本 宣弘 DANG LUONG MÔ 富山 駿介
鳥居 尚志 友利征二郎 鳥羽瀬正一 中城 明
中村 英一 中村 立雄 中村貞五郎 中島 一郎
中島 尚男 中島大次郎 中野 則明 苗村 憲司
南光 三雄 長野 成通 長沢 晴美 西沢 正男
野村 浩司 橋本 正直 平田 稔 平岡 武彦
船坂 栄一 吉田 健二 藤田 宏 星野 秀夫
増井 隆雄 三輪 利雄 三森 宏道 宮近 正憲
三村 隆 東賀 一夫 村田 忠夫 矢吹 貞人
山口 武久 山田 清 横山 信雄 吉川 靖
吉沢 繁雄 渡辺 二郎

特殊員 高岡書店 チャールズ E. タトル商会

採録決定論文

11月編集会分 [ ] 内の数字は寄稿月日

家入勝吉 : エサキダイオードを用いた発振器について[投書] [35.8.10]

江口新太郎 : Switching回路におけるブール方程式の一般解について [討論] [35.6.22]

後藤以紀 : 「Switching回路における ブール 方程式の一般解について」に対する回答[35.10.19]

福井初昭 : エサキダイオードの安定条件について[35.9.2]

伊藤健一 : Rat Race 回路の特性 [35.10.4]

西沢潤一 : 接合形トランジスタの高周波入力インピーダンスと最大面積, ベース抵抗, エミッタしゃ断 [35.8.6, 10.11]

野坂邦史 : 多重同調による共振形パラメトロン増幅器[35.8.21,11.1]

後川昭雄 : *PN*接合のアドミタンス変調 [35.7.23]

喜安善市, 遠藤一郎, 花輪幸四郎, 吉田庄司, 都丸敬介, 五島一彦 : 負抵抗素子を通話路スイッチとして用いた実験用全電子交換機 [35.9.21]

野口正一, 本多波雄, 大泉充郎 : *P*進符号系の考察[35.7.23,9.30]

鈴木民治, 鈴木明 : 振動板定数の測定法 [35.8.4,10.11]

富田泰夫, 赤塚通 : 有極継電器の基本的動作に関する一解析法 [35.6.7,10.8]

M-275A形

直読インピーダンス計

（携帯1号直読インピーダンス計）

M—275A形 直読インピーダンス計は携帯形発振器等と併用して，通信線路および通信機器，各種通信用部品のインピーダンスの絶対値および位相角をメーターの指示により，それぞれ直読測定するものであり，下記の利用面で有効適切に用いることができます。

（1） 通信線路のインピーダンスの測定が迅速確実にできます。

（2） 各種部品及び回路のインピーダンスを適当な周波数で測定することにより，量産過程での品質管理に広く応用されます。特に位相角を測定することは製品均一性の微少なる差を拡大いたしますので，従来実施していた数種の試験項目を省略することも可能となります。例えば

(2. 1) 各種リレー，チョッパー，変成器等，巻線部品のインピーダンスの均一性を測定することにより層間短絡または異常の検出

(2. 2) L.C.R. 複合回路の合否判定（あらかじめ規定した数点の周波数で測定する）

(2. 3) 各種コンデンサの tan δ の異常検出

(2. 4) 通信用沪波器の帯域内入出力インピーダンスの測定により，他の検査項目の一部を省略する。

その他，多くの新しい応用面の開拓が期待されます。

規　　格

項目	規格
使用周波数範囲	0.2 kc～10 kc
絶対値測定範囲	50 Ω～11.1k Ω　但し下記の5レンヂ切換による。 50 Ω～160 Ω，160 Ω～500 Ω，500 Ω～1.6 kΩ，1.6 kΩ～5 kΩ，5 kΩ～16 kΩ
位相角測定範囲	0°～±90°
絶対値誤差	±4％以内
位相角誤差	絶対値 50 Ω～5 kΩ にて　±(3％+4°) 以内 絶対値 5 kΩ 以上にて　±(6％+4°) 以内
所要入力レベル（併用発振器出力レベル）	約 +4 dBm
乾電池持続時間	連続8時間以上の使用に対し，乾電池電圧は +10％～−20％ を保持する。
寸法・重量	220×320×175 mm，　約 7 kg

安立電氣株式會社

東京都港区麻布富士見町 39　電話 (473) 2131 (代)，2141 (代)
営業所　神戸市生田区栄町通 5-10　電話元町 (4) 3614 (代)

ミリ波時代を
つくる・・・
沖電気工業の
ミリ波管！

規格

	50 M 10	35 M 10	50 V 10	35 V 10	70 V 10
波　長 (mm)	6.0±2%	8.6±1%	6~7	8~9	4~3
出力 (kW/mW)	20	40	40	40	15
陽極電圧 (kV)	12	13	2.3	2	3.25

このほか，24~50 Gc 帯の各種ミリ波マグネトロン，ミリ波クライストロンの製作を行っております。御相談下さい。

カタログ進呈
乞紙名記入

沖電気工業株式会社
東京都港区芝高浜町１０
電話 三田（451）2191・9271

ボロメータ（バレッタ サーミスタ）

1Z01

1Z02

1Z15

1Z16

これらのバレッタは時定数の極めて小さく、非常に細く短かい白金線をマウントしてありますので、高感度でありまた正確な二乗特性をもっております。

鉱石検波器に代って高確度のマイクロ波機器の相対電力、ＶＳＷＲの測定、電力モニタ減衰量および挿入損失などの測定に使用されます。

変調されたマイクロ波の検波およびモニタには、ＳＰＣ製定在波増幅器（３ＥＯ１）と共に用い、またＣＷマイクロ波の電力測定にはＳＰＣ製ユニバーサルブリッジ（１ＰＯ２）と組合せて使用されます。

形　名	周波数 (Gc)	交換可能鉱石	バイアス電流 (mA)	動作抵抗 (Ω)	最大入力電力 (mW)	温度係数
1Z01	0～12.4	1N23	4～5	200	1	＋
1Z02	12.4～26.5	1N26	4～5	200	1	＋
1Z15	18.0～40.0	――	4～5	200	1	＋
1Z16	50.0～75.0	――	4～5	200	1	＋

1Z12

1Z14

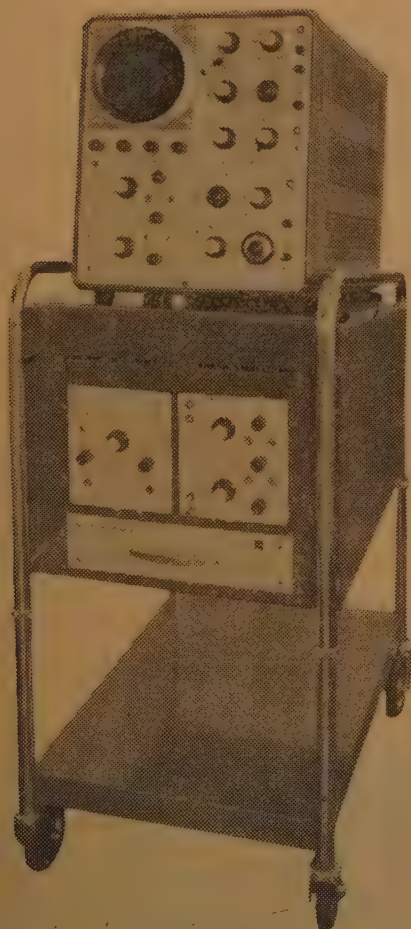
これらのバレッタおよびサーミスタはＳＰＣ製広帯域マウントに挿入して、ＳＰＣ製ユニバーサルブリッジ（１ＰＯ２）またはボロメータブリッジ（１ＰＯ３）と組合せ、ＶＳＷＲ 1.5以下にて正確なマイクロ波電力の測定に使用されます。

形　名	周波数 (Gc)	使用マウント	最大入力電力 (mW)	動作抵抗 (Ω)	バイアス電流 (mA)	温度係数	備　考
1Z12	0.5～10.0	1B90－P(J)	1	200	4～5	＋	
1Z13	0.5～10.0	1T90－P(J)	100	200±20	35	＋	
1Z14	0.5～10.0	1T90－P(J)	10	200±20	12	－	
1Z05	2.6～8.2	1T10, 1T15 1T20, 1T25 1T30	10	200±20	12	－	鉱石1N23形
1Z06	8.2～12.4	1T35	10	200±20	12	－	
1Z18	0.1～1.0	1B91	1	200	4～5	＋	
1Z19	0.1～1.0	1T91	100	200±20	35	＋	
1Z20	0.1～1 0	1T91	10	200±20	12	－	

島田理化工業株式會社

本社・本社工場　東京都調布市柴崎町415番地　電話　調布(0229)1101－6
大阪販売部　大阪市北区伊勢町1番地　電話　大阪(36)6807

V.H
（垂直、水平　プラグイン型）

DC-50MC
広帯域シンクロスコープ

501A型シンクロスコープは V（垂直軸）、H（水平軸）が、プラグイン式ですから、付属のユニットをさしかえれば、一台で広範囲に活用できます。

DC～50MC………………501A型（プラグイン式）
DC～20MC………………502A型（プラグイン式）
DC～15MC………CT—521B型
DC～10MC………CT—520A型
DC～1MC…………CT—511A型

新製品501A型

お問合わせは………
最寄りのナショナル計測器販売代行店あるいは、弊社の営業所、出張所までご連絡下さい。

松下通信工業
カタログ進呈　松下通信工業株式会社
横浜市港北区綱島町　TEL(046) 2751代

長寿命

Long Life

表示管

GR−201
(0〜9)

0
1
2
3
4
5
6
7
8
9

表示管は，その動作機構，美しさ等から表示装置としては，最も適したものとされております。
今回発表された長寿命用表示管は，特に放電による陰極スパッタ現象をいちじるしく抑えることに成功したもので，連続一陰極表示及び短時間切換表示共に従来の相当品の数倍以上の寿命が得られるようになり，特殊使用又は相当長寿命を要求する表示装置に使用して充分御満足頂けるものと思います。

—製　造　品　目—

計数放電管	電子管式計数器
カウンテングユニット	自動計数制御器
リレー放電管	微少時間測定器
表示管	リレー試験器
パイロット放電管	タイマー、頻度計
各種真空管	電子管式選別制御

カタログ進呈

岡谷無線株式会社
東京都世田谷区三軒茶屋町243　(41) 代8196
大阪取扱店　BON電気 株 大阪 34 3531
名古屋取扱店　六合産業 株 名古屋 67 3517

テン眞空管シリーズ

クライストロン

全金属内部空胴付反射型

1245～11700 MC

型　名	可変同調周波数範囲		発振出力
5650	1245 Mc	1460 Mc	200 mW
726B	2833	3173	150
726C	2700	2960	130
2K54A	4050	4300	500
2K54B	3850	4100	500
2K54C	3650	3900	500
2K54D	4300 ±	50	200
4V551	4200	4500	150
5V552	4500	4800	150
5V553	4800	5100	150
6115(A)	5100	5900	100
2K26	6250	7060	100
6V26	5800	6500	100
6V26A	6100	6500	100
6V26AM	6100	6500	100
7V26	6400	7200	100
5976	6250	7425	100
7V40	7000	7800	80
8V77	7650	8200	40
2K25	8500	9660	40
7V204	6575	6875	1000
7V205	6875	7175	10[illegible]
8V207	7425	7750	950
11V53	10700	11700	50

電子管・ブラウン管
トランジスタ・ダイオード
無線機器及測定装置
テレビジョン・ラジオ
自動車用ラジオ
原子力関係機器
繊維機械・精密機器
其の他

神戸工業株式会社

本　社	神戸市兵庫区和田山通一丁目五番地	電話神戸(6)5081番(大代表)
東京支社	東京都中央区八重洲三丁目七番地	電話東京(271)7221～8番
営業所	大阪・札幌・仙台・名古屋・広島・福岡	
工　場	神戸・大久保・東京	